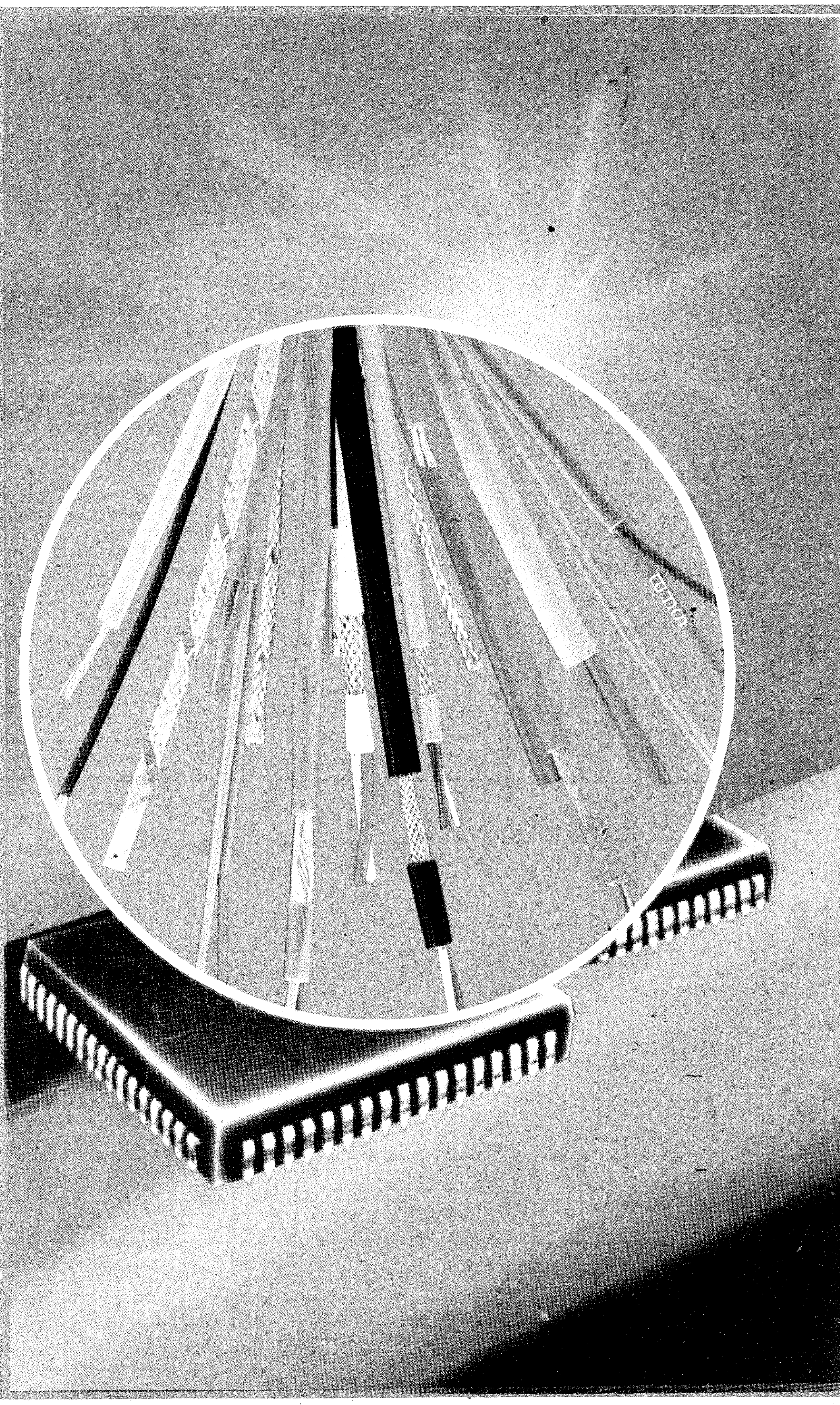
Tehnium

ANUL XXI — NR. 246 **5/1991**

SUMAR

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 15 LEI



DECODOR D2 MAC

TIBERIU URSOIU, MIRCEA BRÂNZAN

Aparut în ultimii ani prin cercetări asidue ale specialiștilor în telecomunicații, în strînsă colaborare cu informaticieni și matematicieni, sistemul D2 MAC este o dezvoltare, de fapt, a sistemului de bază — MAC — conceput de cercetătorii englezi, cu scopul îmbunătățirii imaginii TV recepționate prin aplicarea unui sistem de codare digitală asupra informației video și audio și retranslatarea ei pe un cadru TV normal, cu durata de baleiere a liniei de 64 µs.

Acest tip de codare este fundamental diferit de cele folosite în prezent pentru transmisia TV color — NTSC, PAL, SECAM — și este deosebit de complex. În momentul tehnologic actual, funcția de decodare nu poate fi asigurată de un singur circuit integrat — ca în cazul PAL de exemplu —, ci necesită asocierea mai multor circuite înalt specializate și o mare complexitate. Ca urmare a acestui fapt, schema electrică va cuprinde, pe lîngă microprocesorul DMA2270 (I.T.T.), și alte cîteva C.I. dedicate, ce vor prelucra semnalele digitale din transmisia TV tip D2-MAC, conform unor parametri ce vor fi programați din exterior cu ajutorul unui computer compatibil I.B.M.-PC sau al unui montaj special de programare ce va fi prezentat la momentul necesar.

De la început reiese clar pentru cei interesați că vor fi două probleme distincte:

— circuite de decodare, montaj și interfațare;

— logica de configurare și funcționare a acestora.

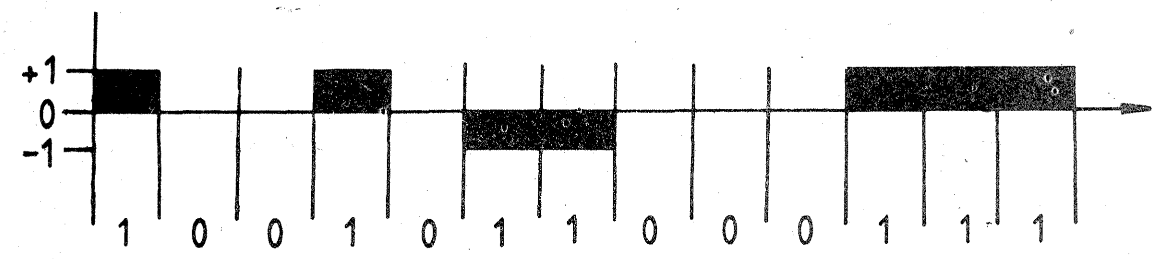
Înainte de a trece la prezentarea primului punct, vom face cîteva scurte referiri asupra sistemului D2 MAC.

Televiziunea în culori cunoaște mai multe sisteme de prelucrare a informației video: NTSC, PAL, SECAM. Atunci de ce un nou sistem? Răspunsul este: imagine mai bună, sunet mai bun și eliminarea celor mai neplăcute defecte ale procedeelor de transmisie TV actuale. Prin aceasta se asigură, totodată, și deschiderea drumului — prin performanțe — spre televiziunea de înaltă definiție (HDTV). Dar să nu se confunde: MAC nu este HDTV!

Norma MAC (MULTIPLEXED ANALOGUE COMPONENTS) indică chiar prin nume una din particularitățile esențiale, și anume transmiterea prin multiplexare temporală a componentelor analogice ale semnalului — luminanța, crominanța, sunet. În codarea MAC, durata de 64 µs a unei linii TV normală este păstrată. Pentru fiecare linie, componentele codate croma și luminanța sînt transmise SUCCESIV cu o comprimare temporală.

Transmiterea anumitor date — cu caracter special — se face în sistemul MAC pe durata cursei de întoarcere în cod duobinar. Acest cod utilizează trei niveluri de semnal, spre deosebire de sistemul binar ce nu are decît două niveluri de semnal.

Acest tip de transmisie nu necesită decît o lărgime de bandă redusă. Desenul din figura 1 prezintă aspectul unui semnal codat duobinar.



1

Procedeele de codare PAL și SECAM nu convin decît în anumite condiții modulației de frecvență utilizată în transmisiunile prin satelit. Componentele de zgomot care cresc cu frecvența de modulație perturbă în special în acest caz informația de culoare.

Procedeul de codare MAC evită aceste neajunsuri prin transmiterea separată a informației croma și luminanță, eliminînd defectele de interferență culoare-luminanță.

În D2 MAC, codarea numerică a sunetului permite dispunerea mai multor căi de calități diferite cu conținut diferit (de exemplu, un canal stereo HI-FI concomitent cu alte două căi de calitate medie pentru comentarii). Capacitatea de transmisie restantă poate fi folosită pentru alte servicii specializate (TELETEXT).

Sisteme MAC

Conform specificațiilor EBU (Uniunea Europeană de Difuziune), toți membrii familiei MAC recunosc același format codat video, diferențierile (cu prefix A, B, C, D, D2) fiind făcute în privința codării sunetului și transmisiei de date speciale.

Sistemul A MAC a fost rapid abandonat, fiind înlocuit cu B MAC, actualmente în exploatare în Australia, iar în Europa doar pentru transmiterea prin satelit a programelor AFNTV.

În momentul actual se consideră ca sisteme normalizate cele cu prefixe C, D, D2 MAC.

Decodoare pentru aceste sisteme sînt dezvoltate de firme ca PLESSEY, PHILIPS, NORDIC VLSI.

Singura soluție pentru „amatori" rămîne însă linia de C.I.-uri dezvoltate de firma I.T.T.

Pentru normele C MAC și D MAC, lărgimea de bandă necesară le face incompatibile cu sistemele de transmisie terestră actuală (20, 25 Mbit/s). D2 MAC, cu o frecvență de transmisie a semnalului codat de 10,125 Mbit/s, se poate adapta la lărgimea de bandă a rețelei actuale (7, 8 MHz).

Toate cele trei sisteme C, D, D2 MAC pot fi transmise însă fără probleme prin satelit, unde lărgimea de bandă a unui canal este 27 MHz.

O referire sumară asupra transmisiei MAC se face în figura 2, în care se prezintă aspectul unei linii a imaginii TV.

Fiecare linie de 64 µs este compusă din 1 296 de eșantioane, deci la o frecvență de linii de 15 625 Hz rezultă frecvența de eșantionare care va avea valoarea: 15 625 x 1 296 = 20,25 MHz (la emisie).

Pentru fiecare din cele 625 de linii, norma MAC definește conținutul acestora în parte, poziția informațiilor fiind reperată prin poziția eșantioanelor numerotate de la 1 la 1 296.

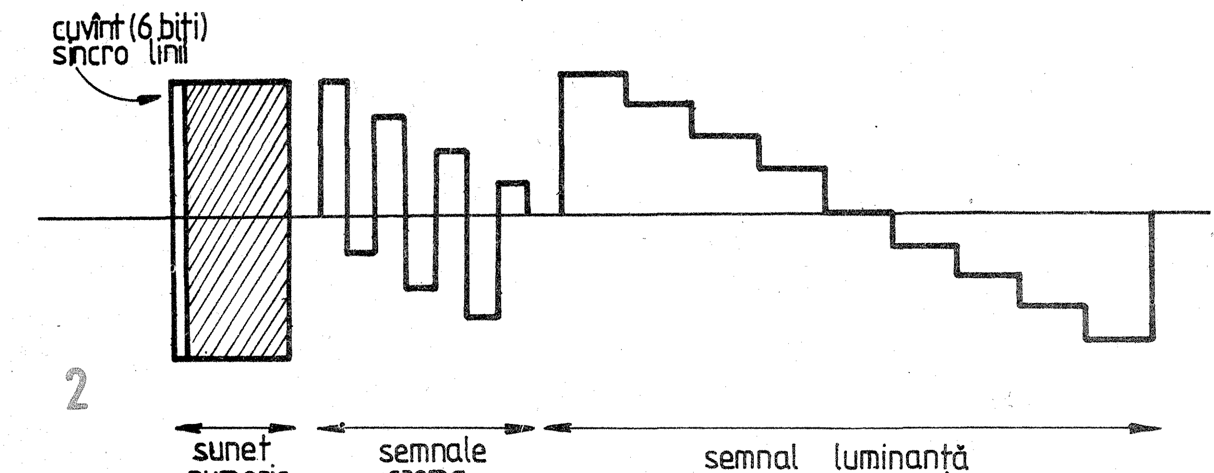
În decodorul de imagine, semnalele de luminanță și crominanță vor fi decomprimate și reproduse împreună pentru compunerea unei imagini TV corecte și de înaltă calitate.

Compresia temporală inițială — la recepție — este efectuată prin eșantionarea semnalului analogic cu 20,25 MHz. Aceste eșantioane sînt depozitate într-o memorie dinamică rapidă, iar citirea lor se va face cu o frecvență inferioară — în funcție de raportul de comprimare —, realizîndu-se în acest fel decomprimarea și redarea corectă a semnalului util.

Raportul de comprimare pentru luminanță fiind 3:2, rezultă frecvența CLOCK-ului de citire luminanță:

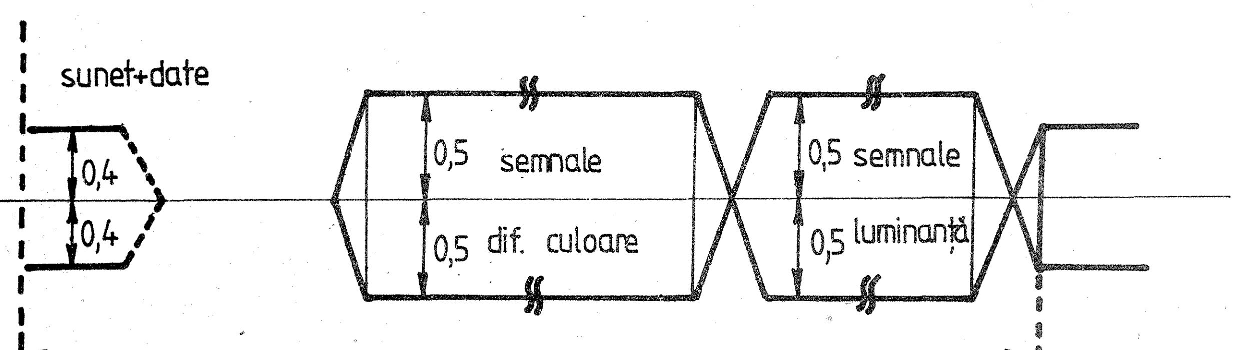
Fclk x 2/3 = 20,25 MHz x 2/3 = 13,5 MHz.

Pentru semnalul diferență de culoare — croma — raportul este de 1:3, iar frecvența:



2

REPREZENTAREA UNEI LINII ÎN D2 MAC



Fclk x 1/3 = 20,25 MHz x 1/3 = 6,75 MHz.

Semnalul de sunet este decodat din primii 105 biți prezenți la începutul fiecărei linii.

Primii 6 biți constituie semnalul de sincro linii, în timp ce următorii 99 sînt utilizați pentru transmiterea sunetului și a unor date speciale. Citirea eșantioanelor în acest caz se face cu 10,125 MHz. Liniile 624 și 625 nu conțin informație sunet și date.

Trenurile de 99 de biți discontinue sînt convertite, adoptînd o formă de multiplexare numită multiplexare prin pachete.

Avînd 623 de linii purtatoare a 99 de biți fiecare informație sunet, rezultă un total de 61 676 de biți, ceea ce permite imaginii transmise asocierea cu cel puțin două canale separate HI—FI stereo (bandă audio 16 kHz, dinamică > 80 dB).

Construcția decodorului

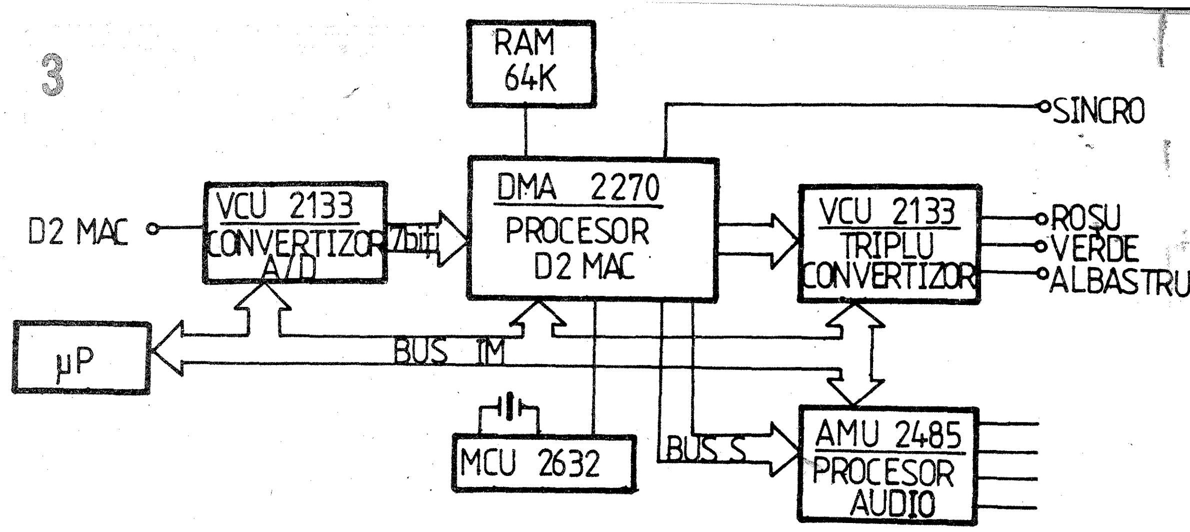
Așa cum am remarcat, schema ce va fi prezentată conține circuite integrate produse de I.T.T., dedicate procesului de decodare D2 MAC. Rezultatul este remarcabil, cu toate că se efectuează la un preț (relativ) rezonabil.

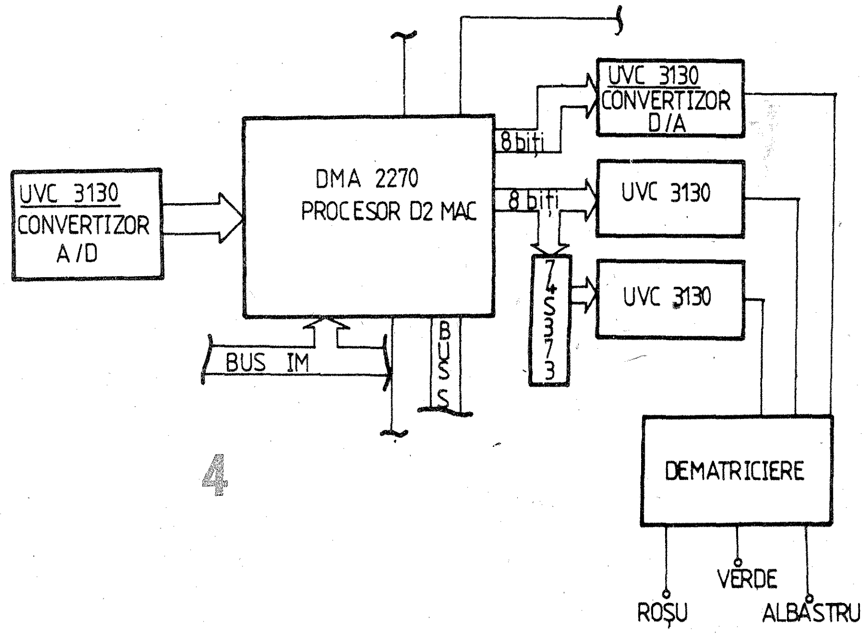
Schemele-bloc prezentate în figurile 3 și 4 corespund unor decodoare de sine stătătoare, adaptabile la o instalație de recepție TV prin satelit. Singura diferență între ele este folosirea convertizoarelor D/A și A/D de înaltă performanță în figura 4. Schema din figura 3 oferă o bandă a semnalului de crominanță ceva mai redusă, în folosul unei simplificări și al scăderii — importante — a prețului.

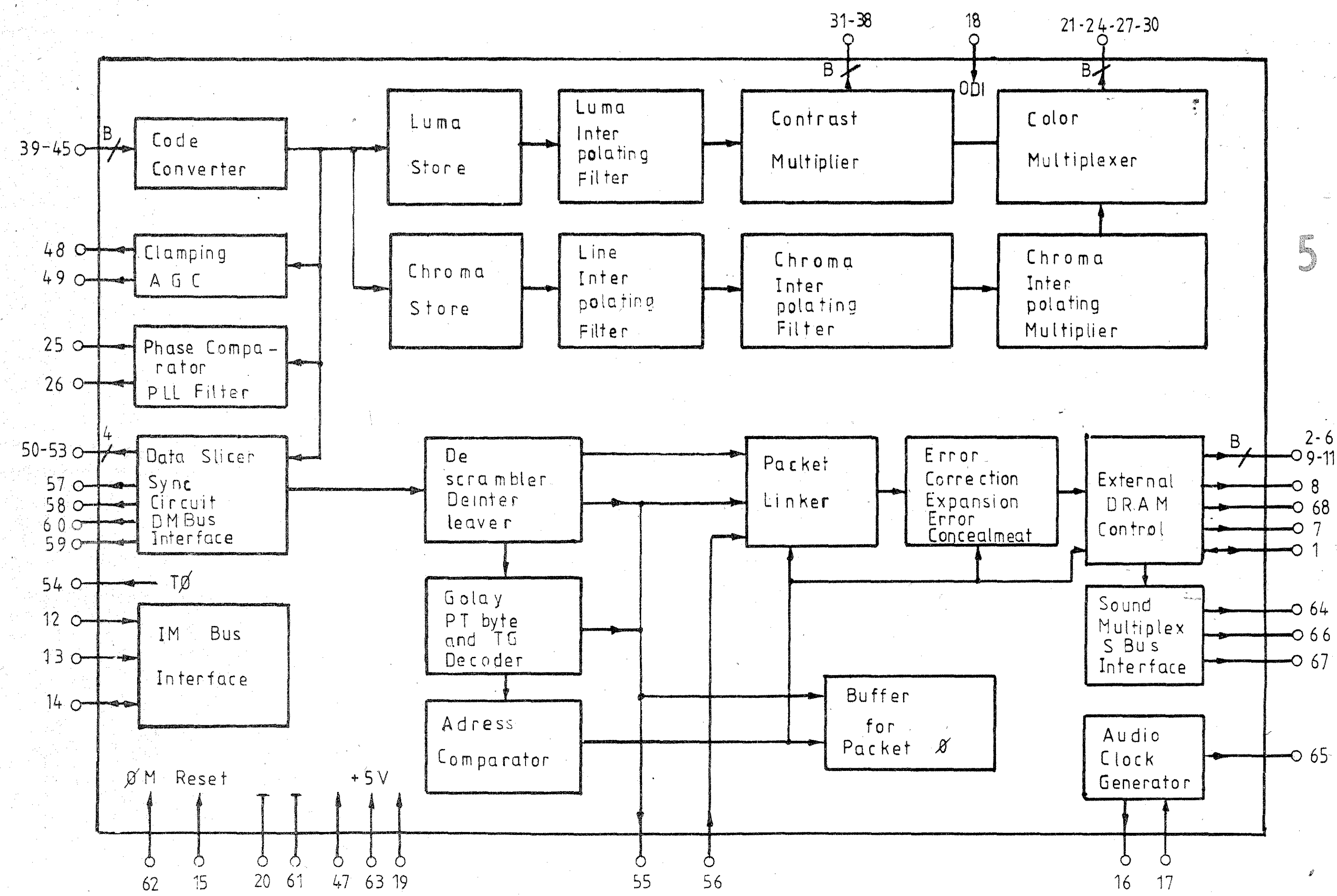
În continuare vom prezenta pe scurt fiecare circuit conținut în schemă.

BIBLIOGRAFIE:
Radio Plans, 490; 495 — 497.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)







Organizarea internă a C.I. DMA 2270

ALIMENTATOARE FĂRĂ TRANSFORMATOR

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

Pentru a reduce în bună măsură acest pericol, este de preferat să se renunțe la varianta simplă din figura 1, substituind condensatorul unic C1 (pe post de „sursă" de curent constant) printr-un divizor reactiv cu trei condensatoare, așa cum se arată în figura 4. Să presupunem că am ales C1 = C2 și vom nota cu 2C valoarea lor comună. Înțelegem imediat de ce cu 2C și nu simplu C, dacă privim figura 5, unde ansamblul serie C1+C2, adică 2C+2C, a fost înlocuit prin valoarea sa echivalentă, C.

Divizorul de tensiune astfel realizat distribuie la bornele condensatorului C3, în regim normal de funcționare, o tensiune:

$$U_0 = \frac{X_{C3}}{X_{C3} + X_C} \cdot U = \frac{C}{C + C_3} \cdot U \quad (2)$$

Jonglînd convenabil cu valorile C și C3, putem astfel reduce simțitor tensiunea „secundară" U_0 oferită blocului de redresare-filtrare-stabilizare, fapt ce diminuează pericolul menționat și ușurează condițiile de selecție pentru componentele care urmează, după cum vom vedea în următorul exemplu concret.

2. **Stabilizator 18 V/25 mA**

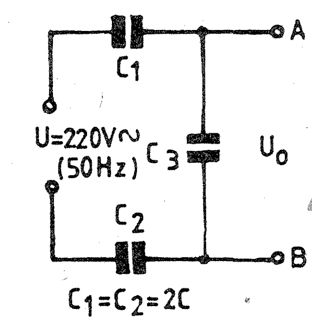
Aplicînd principiul descris mai sus, montajul din figura 6 permite obținerea unei tensiuni stabilizate și foarte bine filtrate de 18 V, la un curent maxim de cca 25 mA.

Rezistența R1 are aici rolul de a limita la valori nepericuloase curentul inițial de încărcare a condensatoarelor C1—C3, iar R2 asigură descărcarea acestora după întreruperea alimentării de la rețea.

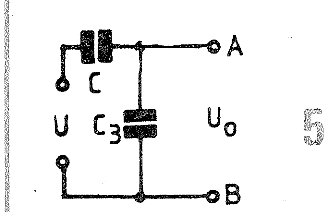
Nu vom face aici calculul privitor la curentul maxim prin divizorul C1—C3 (vă lăsăm dumneavoastră plăcerea), în schimb vom observa că, în regim normal de funcționare, tensiunea alternativă la bornele lui C3 va fi de cca o treime din cea a rețelei, adică de cca 73 V. După redresare, tensiunea continuă obținută este filtrată foarte bine prin grupul C4—R3—C5 (R3 avînd și rol de limitare în curent) și stabilizată la valoarea dorită cu ajutorul celor trei diode Zener înseriate, D1—D3. Montajul poate fi ușor transpus pentru alte valori ale tensiunii de ieșire, de pildă de 12 V, 15 V, 24 V, prin simpla înlocuire a „diodei" Zener.

Această variantă oferă și avantajul unei disipații termice mai reduse în comparație cu schema din figura 1, prin diminuarea rezistenței totale de limitare (R1 plus R3).

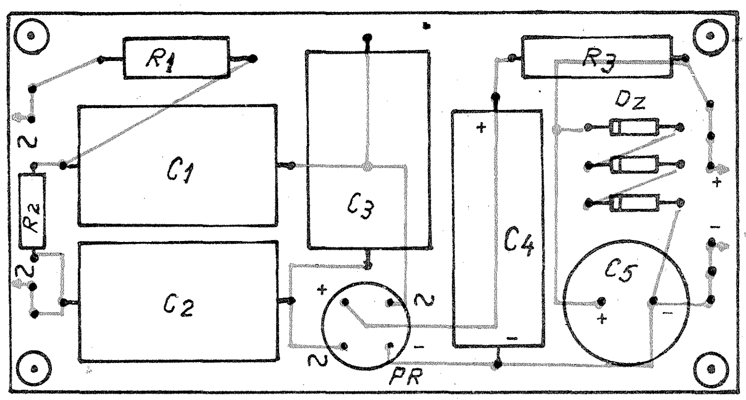
O soluție posibilă de amplasare a pieselor și cablaj (clasic) este oferită în figura 7. Singura dificultate mai serioasă o poate constitui procurarea unui condensator C4 de 10—100 μF, cu tensiunea de lucru de cel puțin 100 V. La nevoie se poate renunța chiar la acest condensator — care îmbunătățește totuși filtrarea — sau se poate asuma riscul montării unuia cu tensiunea de lucru mai mică, de numai 63—70 V, așa cum a fost prevăzut și în figura 7 (C4 = 100 μF/70 V).



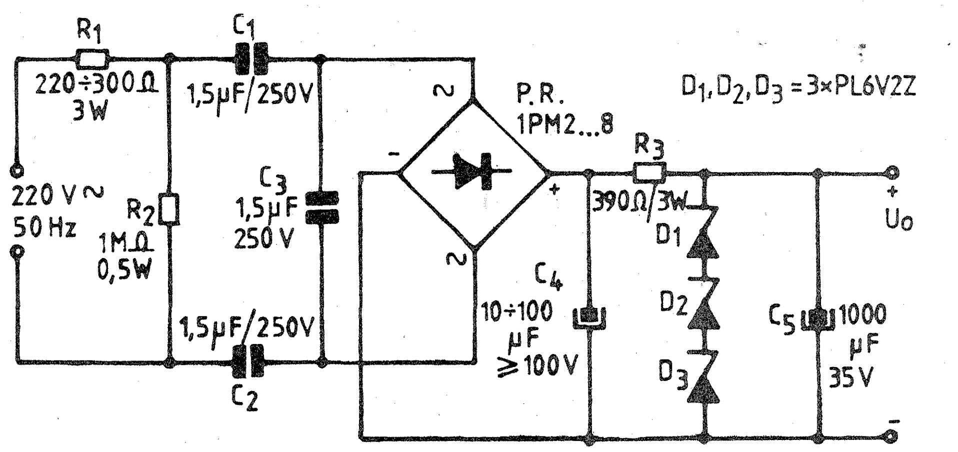
4



5



7



6

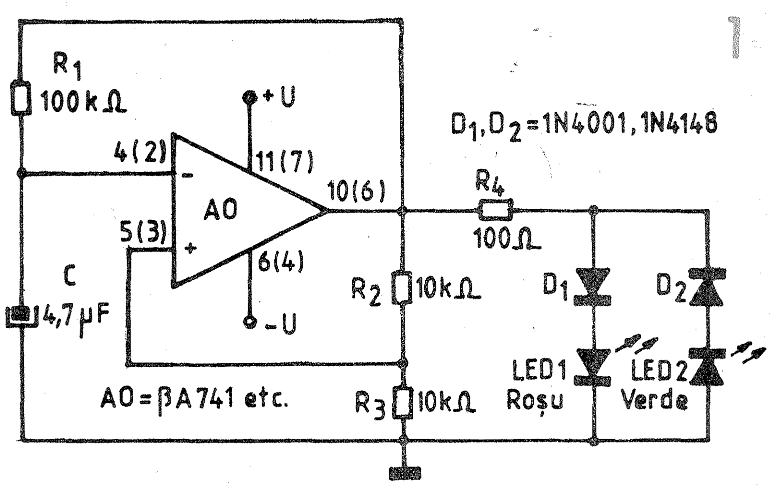
ABC

TESTER AO

Atunci cînd avem de verificat sumar și rapid mai multe exemplare de amplificatoare operaționale de același tip, merită să improvizăm (sau chiar să realizăm „pe curat") un tester simplu care să pună în evidență sugestiv și concludent funcționarea sau nefuncționarea acestora. Practic putem folosi orice schemă de aplicație tipică, nepretențioasă, preferabil cu indicație optică sau acustică pentru regimul de funcționare. Racordarea operaționalului de verificat la montaj se va face obligatoriu prin intermediul unui soclu adecvat.

Exemplul alăturat (fig. 1) este destinat testării operaționalelor de tip βA741 sau similare (tot cu compensație internă în frecvență și care au și aceeași dispunere a terminalelor la capsulă), reprezentînd, în esență, un oscilator de relaxare cu frecvența de oscilație foarte joasă. Soclul se ia cu 2x7 pini sau 2x4 pini, eventual se pot chiar monta în paralel ambele tipuri. Numerotarea pinilor corespunde capsulei DIL cu 2x7 terminale, iar cifrele din paranteze variantei DIL 2x4.

După introducerea operaționalului în soclu și închiderea întrerupătorului de alimentare, apariția oscilației este pusă în evidență prin aprinderea intermitentă a celor două LED-uri de culori diferite. Frecvența de „clipire" poate fi ajustată conve-



1

LETCON AUTO

Încet-încet, electronica patrunde tot mai vizibil și la bordul autoturismelor noastre, fie ca este vorba despre dispozitive sau aparate prevazute prin construcție (turometre, indicatoare de consum, regulatoare, instalații de aprindere etc.), fie — mai ales — de diversele aparate sau accesorii pe care le-am instalat noi inșine din considerente de ambianța, confort, siguranța, economicitate, protecție etc.

Strîns legata de aceasta invazie electronica, apare insa — ca inevitabil revers — și necesitatea tot mai frecventa a unor mici intervenții de întreținere, adaptare, depanare etc. „la fața locului". În acest scop, de un real folos se poate dovedi construcția unui letcon electric de mica putere (25—35 W), conceput pentru alimentarea directa de la acumulatorul mașinii.

Ca dovada ca problema prezinta un larg interes, astfel de dispozitive au fost incluse in fabricație de către diverși producatori industriali.

Alaturat va propun o varianta comoda și economica de realizare a unui **letcon auto la 12 V**, anume prin modificarea adecvata a unui letcon vechi de rețea, cu puterea inițiala de 25—60 W.

Pentru cei care eventual s-au speriat de insași ideea articolului, gindindu-se cu „mila" la bateria atit de greu (și scump) procurata, sa facem un calcul estimativ de consum.

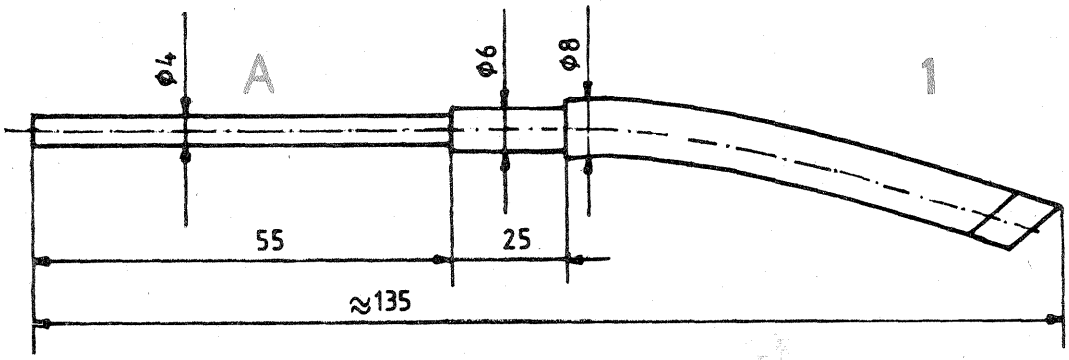
Astfel, presupunind ca avem de-a face cu o intervenție de sudura (cositorire) care nu depașește, in general, cca 5—10 minute, mai ales daca am pregatit dinainte „terenul" (dezizolat, taiat sau curațat fire, cose etc.) și daca mai adaugam cîteva minute pentru incalzirea la regim a virfului, ajungem la un interval acoperitor de timp de funcționare de aproximativ 15 minute. Pentru tensiunea nominala a bateriei (12 V), rezulta la puterea maxima propusa, P = 35 W, un curent absorbit maxim de cca 3 A. Înmulțind aceasta intensitate cu durata de funcționare, rezulta o scadere in energia electrica inmagazinata in acumulator de cca 3 A x 0,25 h = 0,75 A.h, descarcare ce nu poate influența semnificativ buna funcționare a unui acumulator cu capacitatea de 40—45 A.h.

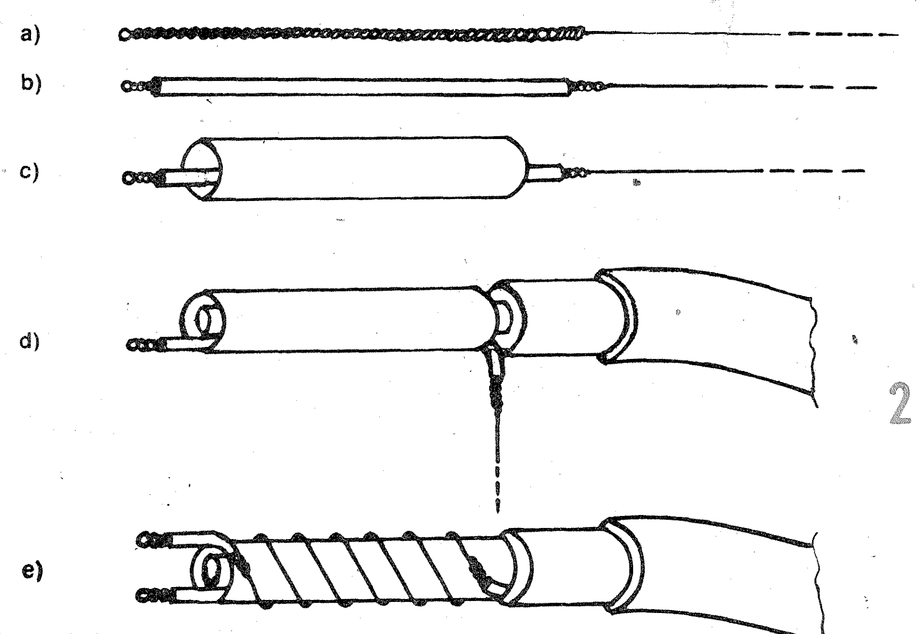
Pentru a aborda construcția propusa, avem nevoie in primul rînd de un letcon electric vechi (scos din uz sau nu, dar in orice caz cu „capul" din cupru in buna stare, eventual inlocuit prin unul nou). Prin demontarea acestuia vom elimina rezistența originala de incalzire, urmind sa o inlocuim cu alta adecvata noii tensiuni de alimentare.

Sa presupunem, de exemplu, ca avem un letcon vechi tip „Electrobobinajul", cu puterea de 60 W. Fara indoiala, il cunoașteți bine și, probabil, l-ați demontat nu o data pentru a-i inlocui rezistența arsa. Capul acestui letcon are orientativ forma și dimensiunile indicate in figura 1. Daca se pune problema inlocuirii lui (fiind prea uzat), este bine ca partea „interioara", A, sa fie realizata la un diametru mai mare, de pilda cca 4,5—5 mm. Chiar și in cazul capului original, am preferat sa procedez la „ingroșarea" prealabila a porțiunii A, infașurind strins pe aceasta zona citeva spire din tabla foarte subțire de cupru sau aluminiu. Motivul ingroșarii (care, evident, nu trebuie sa afecteze semnificativ transferul caloric) il reprezinta comoditatea realizarii noii rezistențe, dupa cum vom vedea.

Pentru noua rezistența se poate folosi, de exemplu, nichelina cu diametrul de 0,5 mm. Prin tatonari experimentale am ajuns la concluzia ca este necesara o lungime a firului menționat de cca 16—18 cm in zona activa. La aceasta se mai adauga „terminalele" rezistenței, care — din considerente de rezistența mecanica, dar și pentru a evita incalzirea lor la incandescența — se vor dubla prin indoire și rasuci (torsada) pe cite o lungime de cca 10 cm fiecare. În total, deci, avem nevoie de cca 58 cm de nichelina cu ∅ 0.5 mm.

Începem prin a dubla firul la unul din capete (indoire la 180° și rasucire) pe o lungime de cca 10 cm (fig. 2 a). Peste zona torsadata introducem apoi o bucata corespunzatoare de tub varniș din fibra de sticla, preferabil cu un diametru cit mai mic, orientativ 1,5—2 mm (fig. 2 b). Capatul astfel izolat il introducem intr-o alta bucata de tub varniș din fibra de sticla, cu diametrul de cca 5 mm (in funcție de „grosimea" finala a zonei A a capului de cupru) și cu lungimea egala cu cea a zonei A (fig. 2 c). Urmeaza introducerea porțiunii A a capului de cupru in tubul ∅ 5 mm, care trebuie sa se faca fara „joc", eventual chiar ușor forțat (fig. 2 d).





Sintem acum in masura sa incepem „bobinarea" noii rezistențe de incalzire de la dreapta spre stinga in figurile noastre, operație pe care o vom efectua cit mai strins, cu pas relativ mare si echidistant (fig. 2 e). Utilizind firul menționat, pentru un diametru de bobinare de cca 7 mm, am obținut rezultate optime (prin tatonari experimentale) cu o „bobina" de 6—7 spire. Oricum, recomand celor ce vor aborda construcția propusa sa se asigure prin masuratori și verificari funcționale in situația concreta existenta, deoarece apar numeroși factori „aleatori" sau intenționat diferiți care pot modifica semnificativ datele numerice menționate. Printre aceștia amintim: plaja scontata a tensiunii de alimentare; puterea maxima dorita sau curentul maxim preconizat; diametrul firului de nichelina utilizat/disponibil și rezistivitatea sa electrica; diametrul de bobinare etc. În plus, se mai pune și problema regimului de lucru preferat, dupa cum se urmarește-o incalzire rapida, cu timp scurt de funcționare (de ordinul minutelor), sau — dimpotriva — o incalzire mai lenta, dar cu funcționare sigura pe intervale mai mari de timp.

Exemplul descris l-am conceput și experimentat in varianta unor intervenții de scurta durata cu incalzire rapida. La rece, rezistența „bobinei" (inclusiv terminalele) a fost de cca 2—2,5 Ω, iar in funcționare de regim de cca 3,5—4Ω. Comparativ, pentru un letcon industrial de 25 W/12 V am masurat o rezistența a „bobinei" la rece de cca 5Ω.

O ultima operație — inainte de conectarea cordonului de alimentare și montarea adecvata a letconului, asupra carora nu insistam — o constituie izolarea termica a rezistenței fața de carcasa metalica. Dupa efectuarea probelor funcționale și imobilizarea celui de-al doilea terminal (legat cu sirma sau strins cu un colier subțire de tabla, fara a scurtcircuita insa vreo spira), petrecem peste „bobina" de nichelina un alt tub, din varniș de fibra de sticla cu diametrul adecvat sau, in lipsa, infașuram un strat-doua de sfoara din azbest. În felul acesta evitam incalzirea prematura, excesiva (și inutila) a carcasei metalice, favorizind transferul termic dorit spre capul de cupru.

---

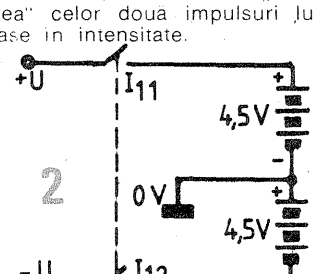
nabil modificînd una sau mai multe din valorile C, R1, R2, R3. Exemplarele de AO care nu oscileaza in acest montaj simplu sint cel puțin suspecte și vor fi date la o parte in etapa de testare rapidă.

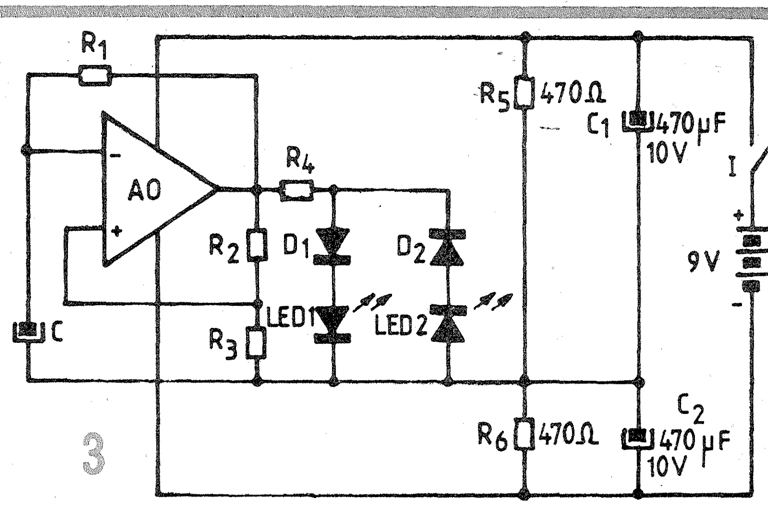
Alimentarea montajului se poate face simetric, de la două baterii de 4,5 V (3R12) legate în serie, cu punctul comun la masă (fig. 2), sau nesimetric, de la o singură baterie de 9 V (6F22), cu aplicarea artificiului cunoscut de divizare (fig. 3). Pentru alte tensiuni de alimentare se va redimensiona corespunzător rezistența de limitare în curent, R4 (fig. 1). În rest, valorile pieselor nu sint critice.

Înainte de a testa operaționale cu ajutorul montajului, se impun verificarea și ajustarea montajului însuși, pe baza unui exemplar de operațional despre care știm sigur că este „bun".

Daca vom opta pentru alimentarea simetrica la ±4,5 V, observam ca se poate chiar renunța la diodele D1, D2, tensiunile inverse aplicate LED-urilor nefiind periculoase.

Pentru varianta din figura 3 se va tatona experimental raportul divizorului R5—R6, urmarindu-se „simetrizarea" celor două impulsuri luminoase in intensitate.





TRANSVERTER 144/14 MHz

Ing. SORIN DAVID NIMARĂ, YO7CKQ

Transverterul prezentat transpune gama de 144 MHz în gama de 14 MHz, asigurînd accesul rapid la traficul UUS al posesorilor unui transceiver de US. Lărgimea segmentului din gama de 144 MHz la care există acces este condiționată de echipamentul US și este în general de 500 kHz. Alegerea unor segmente interesante (în general 144,0—144,5; 145,5—146 MHz) se face prin utilizarea unui cristal corespunzător în transverter.

Caracteristicile principale ale acestui transverter sînt:

— preamplificator de recepție cu tranzistor cu GaAs, asigurînd un zgomot foarte mic: 3SK97, CF300C;

— puterea de ieșire reglabilă continuu, nivelul maxim fiind de 18 W out/50 Ω;

— stabilitate foarte bună funcție de variația temperaturii. La o variație de 9°C, oscilatorul local a avut o deviație de 130 Hz (măsurată la frecvența de 144 MHz);

— protecția etajului final la supratensiune de alimentare;

— alimentare cu 28 V/1,5 A.

Descrierea funcționării

Echipamentul se bazează pe mixajul succesiv al celor două game cu ajutorul unui oscilator local de 130 MHz pilotat cu cristal de cuarț (fig. 1). Tranzistorul T1 lucrează ca oscilator overton, selectînd armonica a 5-a a cristalului de bază de 13 000 MHz. Tranzistorul T2 lucrează ca dublor în clasă B, asigurînd la ieșire 130 MHz cu un nivel corespunzător atacării celor două mixere. Puritatea spectrală a semnalului de ieșire este foarte bună datorită celor două filtre trece-bandă pe 65 MHz și 130 MHz.

În regim de recepție, semnalele gamei de 2 m sînt preluate de preamplificatorul cu zgomot mic (T3) și transpuse cu mixerul (T4) în gama de 14 MHz. Circuitul de intrare este recomandat de (1) și (2) și asigură transformarea impedanței de intrare la o valoare convenabilă tranzistorului T3 (3SK97; CF300) cu pierderi foarte mici. Este necesar ca aceste componente (C13; C14; L5) să fie de înaltă calitate: trimerele pe calit cu aer și bobina din sîrmă argintată. Trebuie știut că tranzistoarele cu GaAs au curentul de drenă de saturație de valoare mare (50...80 mA) și puterea disipată redusă (de circa 200... 300 mW). Montarea unui astfel de tranzistor într-o schemă „normală" de preamplificator cu MOSFET va conduce la distrugerea lui prin depășirea regimului termic maxim permis. În schema din figura 1 protecția tranzistorului este realizată prin dimensionarea corespunzătoare a lui R11 și DZ1 care limitează puterea disipată la circa 180 mW, deși în (2) se afirmă că experimental tipul CF300 lucrează pînă la 350 mW.

Rejecția la frecvența intermediară atinge 60 dB datorită filtrului trece-bandă L6,L7 cu cuplaj subcritic.

În regim de emisie (fig. 2), semnalul de 14 MHz (CW, SSB, FM) este trecut printr-un filtru trece-jos cu trei celule. P2 permite împreună cu atenuatorul fix (R14, R15, R16) dozajul optim al semnalului de intrare. Mixerul echilibrat cu două tranzistoare FET transpune semnalul de 14 MHz pe 144 MHz tot cu ajutorul oscilatorului local de 130 MHz. Semnalul de 144 MHz este adus la un nivel de circa 100...150 mW cu două etaje amplificatoare (T7) și (T8). Amplificarea reglabilă în regim de emisie se realizează cu (T7) tip MOSFET prin polarizarea convenabilă a grilei 2. Nivelul de ieșire poate fi controlat cu sonda de radiofrecvență C47, D7, R26. Datorită prezenței pe traiectul de emisie a filtrului trece-jos cu trei celule și a patru circuite acordate pe 144 MHz, puritatea spectrală a semnalului de ieșire este foarte bună.

Puterea maximă de ieșire de circa 18 W/50 Ω este realizată prin utilizarea pe traiectul de emisie a unui etaj final cu două tranzistoare (fig. 3) îndelung experimentat cu mici modificări de YO2BUG/YO7CJI.

Comutarea circuitelor de intrare-ieșire și alimentarea cu tensiune a modulelor sînt asigurate de unitatea de comandă din figura 4. Trecerea de pe recepție pe emisie se face prin aplicarea din exterior a unui „pămînt" pe intrarea PTT. Circuitul T13, R34 și DZ3 blochează trecerea pe emisie în cazul în care tensiunea de alimentare depășește circa 29 V, protejînd astfel tranzistoarele finale.

Detalii constructive

Transverterul este realizat din trei module. Oscilatorul local, convertorul de recepție și mixerul de emisie (figurile 1 și 2) sînt montate pe un circuit imprimat dublu placat, prezentat în figurile 5 și 6 la scara 1/1. Piesele sînt montate pe fața complet placată (fig. 6), ce este utilizată ca plan de masă. În acest fel se asigură o bună decuplare și ecranare a circuitelor; stabilitatea în funcționare este foarte bună. Pe această față, cuprul va fi îndepărtat din jurul găurilor cu ajutorul unui burghiu cu diametrul de 4 mm. Terminalele componentelor însemnate cu X se vor lipi foarte scurt, chiar pe planul de masă. Modulul este ecranat suplimentar cu pereți din tablă de fier cositorită, după cum se poate vedea în figura 7.

Amplificatorul final (fig. 3) se va monta pe o placă de circuit imprimat (complet placată!), ca în figura 8. Punctele de sprijin sînt realizate prin lipirea pe planul de masă cu rășină epoxidică a unor pastile din circuit imprimat de 6x6 mm. Circuitul imprimat este montat cu circa 10 șuruburi M3 pe un perete din aluminiu cu grosimea de 3 mm, folosit ca radiator. Terminalele „emitor" de la T9 și T10 se vor lipi foarte scurt la masă.

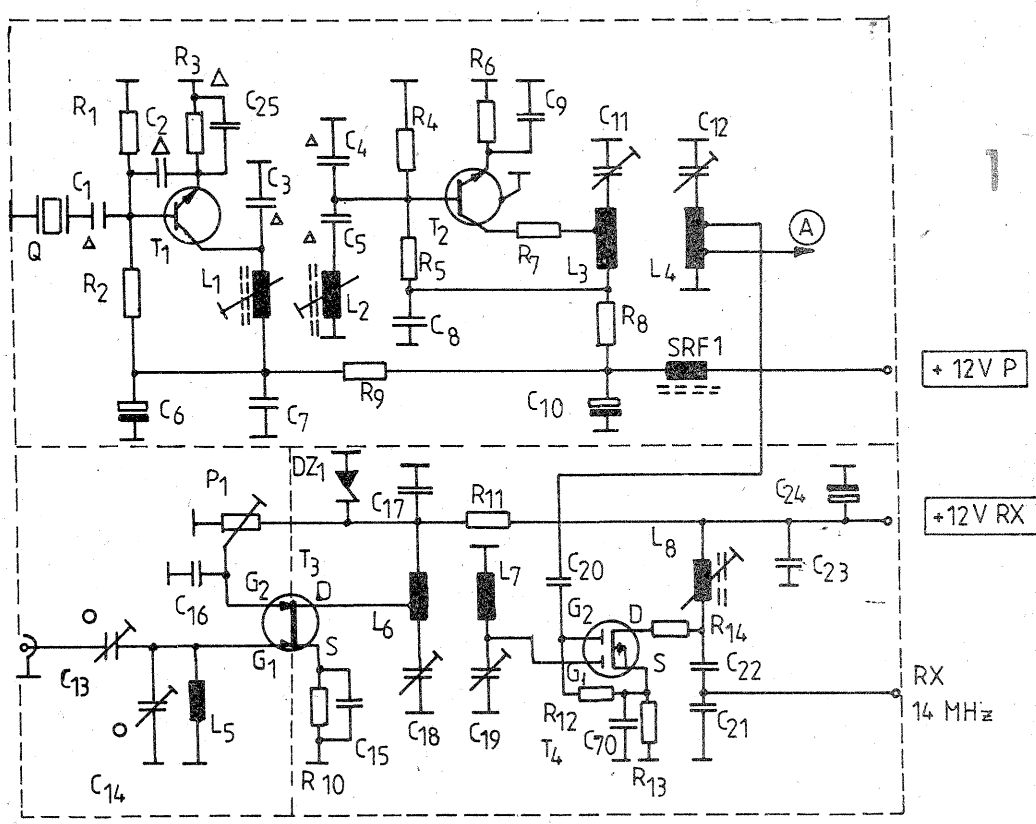
Tranzistoarele tip BD (D8, D9 folosite ca diode, pentru compensarea termică) se vor monta pe placa din aluminiu cu șuruburi M3 chiar lîngă T9, respectiv T10.

Punerea în funcțiune

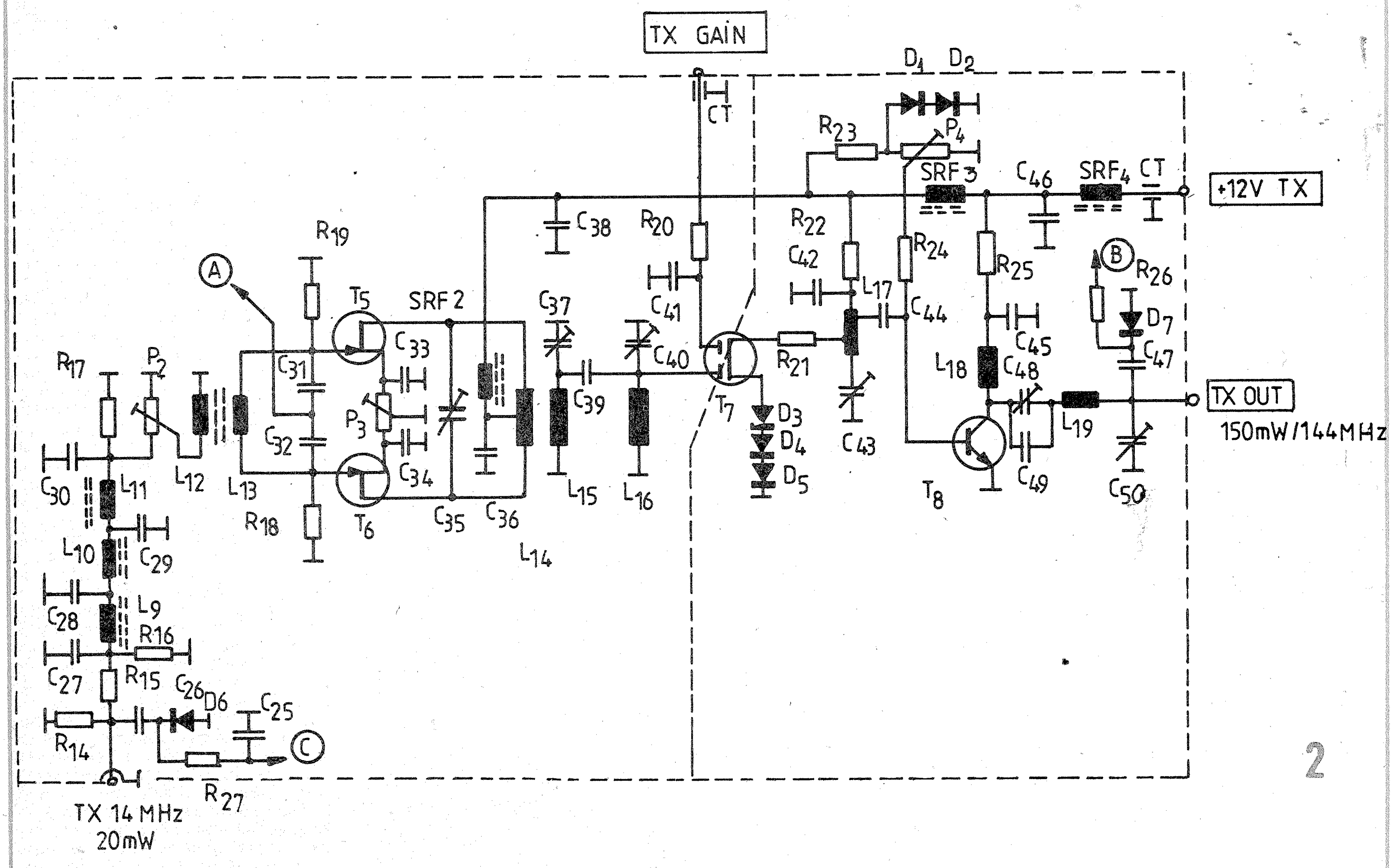
Se face după procedee larg prezentate în diferite publicații, folosind un undametru cu absorbție sau o sondă RF cu frecvențmetru ca în (3). Se vor acorda L1 și L2 pentru maximum de semnal pe 65 MHz. Se repetă operația și pentru L3 și L4 pe 130 MHz. La reglaj corect, curentul de colector pentru T2 va atinge 8...10 mA. Dacă se blochează oscilatorul local, curentul de colector va fi de 0,1 mA (clasa B); eventual se va ajusta R5. Se cuplează apoi antena de 14 MHz cu o spiră peste L8 și se reglează miezul pentru recepția maximă a stațiilor din gama de 20 m. Se cuplează apoi antena de 144 MHz și după semnale slabe din gamă se ajustează C18, C19 pentru semnal maxim; se încearcă și tatonarea lui P1. Circuitul de intrare se ajustează pentru zgomot minim. Se reface operația de cîteva ori. În mod normal tensiunea pe grila 2 a tranzistorului CF300 va fi de 3,5 V și curentul de drenă de 25...30 mA.

Se introduce apoi semnalul de 14 MHz/20 mW și P2 va fi poziționat pentru nivel maxim. Cu undametrul se ajustează C35 pentru semnal maxim pe 144 MHz. Se observă, prin oprirea intrării de 14 MHz, care este nivelul de 130 MHz. Se va ajusta P3 pentru reducerea acestui reziduu. Se asigură apoi pe grila 2 a lui T7 o tensiune de circa 6 V din P5 (fig. 4). Se ajustează C37, C40 și C43 pentru nivel maxim pe 144 MHz și apoi C48 și C50 pentru nivel maxim pe un bec de 2,5 V/0,068 A, cuplat la ieșire. Curentul de repaus pentru T8 se ajustează din P4 la cca 5—7 mA. Trimerele din etajul final (fig. 8) se reglează pentru nivel maxim pe o sarcină artificială, obținîndu-se circa 18 W/50 Ω. Curentul de repaus al celor două tranzistoare se ajustează din R28 și R30 la 25, respectiv 60 mA.

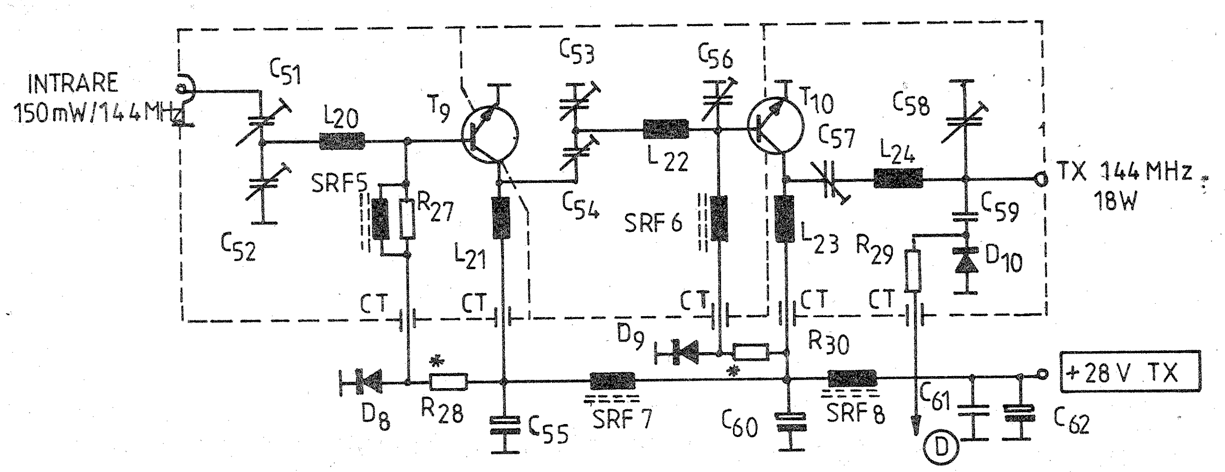
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



Δ -CONDESATOR STIROFLEX
o -CONDESATOR PE CALIT CU DIELECTRIC AER.



2



3

INDICATOR DE CÎMP

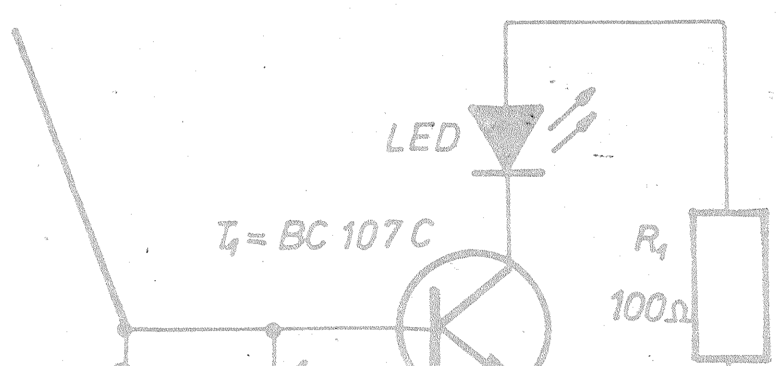
Dr. ing. IOSIF LINGVAY, YO5AVN

Prezența sau absența unui cîmp de radiofrecvență de peste un anumit nivel se poate pune în evidență cu montajul alăturat.

Funcționarea este deosebit de simplă. În prezența cîmpului de radiofrecvență, semialternanțele pozitive ale tensiunii ce apare pe L aduc în conducție tranzistorul BC107C, permițînd trecerea curentului prin circuitul colector-emitor, deci aprinderea LED-ului. Captarea semnalului de radiofrecvență se face cu o bucată de sîrmă de 0,5—3 m, în funcție de sensibilitatea dorită. Dacă nu se dorește indicarea unui cîmp de o anumită frecvență, condensatorul de acord Cv poate lipsi din montaj.

Bobina va fi astfel dimensionată încît inductanța ei împreună cu condensatorul Cv utilizat să rezoneze în domeniul de frecvențe care se dorește a fi urmărit.

Consumul montajului este de cca 20 mA, dar numai cînd LED-ul luminează, în rest nesemnificativ. Dacă se dorește alimentarea de la o sursa de tensiune mai mare de 4,5 V, rezistența R1 se va redimensiona corespunzător (de exemplu, la 9 V, R1 = 350 Ω).



EGALIZOR CU FILTRE ACTIVE

Ing. EMIL MARIAN

Perfecționarea continuă a amplificatoarelor operaționale, în ceea ce privește posibilitățile de funcționare, a făcut posibilă folosirea lor tot mai frecventă în componența aparaturii electroacustice. Un mare număr de firme au întreprins studii și cercetări pentru folosirea lor și în componența egalizoarelor de frecvență. Analizînd majoritatea schemelor electrice, se observă cîteva variante care, mai mult sau mai puțin perfecționate, se repetă frecvent.

În figura 1 este prezentată schema de principiu a egalizorului de frecvență cu filtre trece-bandă (notate FTB) și insumare de semnal. Se observă că la intrarea egalizorului se află un grup de filtre FTB, care permit accesul spre intrarea inversoare a amplificatorului operațional doar al unei subbenzi din spectrul total al semnalului de audiofrecvență inițial. Datorită reacției negative, fiecare „porțiune" din bandă este insumată cu ponderea dorită, realizîndu-se în final corecția de frecvență globală. Această schemă electrică a fost folosită frecvent, dar ea prezintă unele neajunsuri. O dată cu creșterea numărului de secțiuni FTB crește și zgomotul de fond, care în final se insumează de la fiecare secțiune și apare la ieșirea egalizorului. Rezultă faptul că montajul, realizat conform acestui tip de schemă electrică, necesită componente foarte bune, grupate de așa natură încît să implice un zgomot de fond minim. Acest lucru este foarte greu de realizat de constructorul amator. Dacă filtrele FTB sînt filtre active, în componența cărora sînt incluse amplificatoare operaționale, în mod sigur raportul semnal/zgomot se înrăutățește. Din aceste considerente acest tip de schemă electrică nu se recomandă constructorilor amatori.

O altă variantă de schemă de principiu a egalizorului este prezentată în figura 2. Ea utilizează filtre FTB, dar reacția se aplică pe ambele intrări ale amplificatorului operațional. În acest fel, zgomotul de fond, aplicîndu-se atît pe intrarea inversoare, cît și pe cea neinversoare, apare la ieșirea amplificatorului operațional în antifază, deci se elimină aproape complet. Acest tip de schemă necesită un calcul foarte precis în ceea ce privește elementele filtrelor FTB (și, evident, componente cu toleranța foarte mică) pentru a obține corecțiile finale de frecvență cu amplitudinea dorită și în punctele de inflexiune alese.

În figura 3 este prezentată o variantă de egalizor care îmbină avantajele primelor două scheme. De această dată se folosesc filtre opreș-te-bandă (FOB) și reacție variabilă (atît pozitivă, cît și negativă) în scopul amplificării sau atenuării semnalului. Filtrele FOB se pot realiza cu elemente pasive L.C. O variantă mult mai elegantă care elimină inconvenientele realizării practice a bobinelor este folosirea unor inductanțe simulate. Schema electrică a unui filtru L.C. cu inductanțe simulate este prezentată în figura 4. Un filtru FOB astfel realizat prezintă avantajul obținerii unui factor de calitate reglabil pentru inductanța. Reglajul se efectuează în mod convenabil, modificînd valorile componentelor pasive ale inductanței simulate.

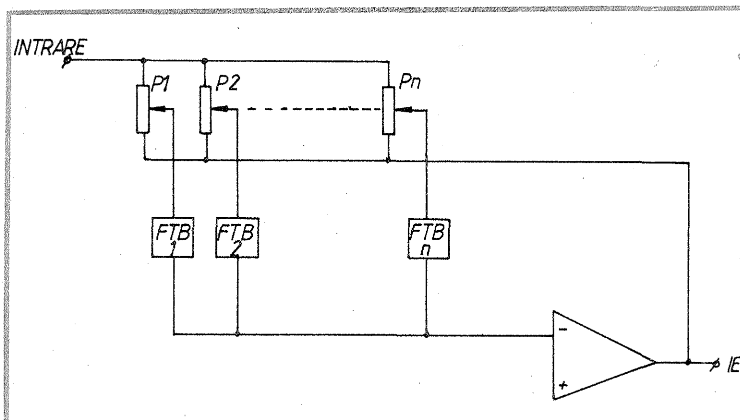
Schema electrică a egalizorului este prezentată în figura 5. Pentru obținerea unor performanțe cît mai bune, s-a împărțit banda de audiofrecvență în 7 intervale egale, utilizînd scara logaritmică. În acest fel se pot opera în mod eficient toate modificările dorite asupra semnalului de audiofrecvență inițial. De asemenea, folosind un număr mai mic de subbenzi (față de egalizorul cu 10 octave), se micșorează numărul de elemente componente ale montajului, deci în mod sigur crește raportul semnal/zgomot al montajului. Punctele de maxim (respectiv minim) în ceea ce privește posibilitatea de corecție au fost astfel alese încît să prezinte un maxim de utilitate. S-a ales frecvența centrală f = 100 Hz, deoarece brumul de rețea (sau efectul „rumble" al unui pick-up) prezintă tocmai această valoare, care, de cele mai multe ori, trebuie atenuată față de nivelul general al semnalului audio util. Zgomotul de fond al unei benzi magnetice se situează în intervalul de cca 3—10 kHz și pentru o corecție globală a semnalului s-au ales frecvențele centrale de 2 kHz și 5 kHz.

Schema electrică a egalizorului este prezentată în figura 5. Semnalul audio util se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului operațional A1 prin intermediul rezistenței R1. Acesta funcționează în cadrul montajului ca adaptor de impedanță. Acest tip de montaj oferă avantajul unei adaptări foarte bune între sursele de semnal care prezintă diferite impedanțe de ieșire și restul montajului. Grupul R2—C2 reprezintă un filtru trece-jos, care are rolul de a elimina semnalele de frecvență mai mare de 20 kHz. În acest fel se îmbunătățesc calitatea audiției, factorul THD, TID etc. Ulterior, prin intermediul rezistenței R5, semnalul audio util de la ieșirea amplificatorului operațional A1 se aplică pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional A2. Acesta prezintă dispuse, între intrarea inversoare și neinversoare, un grup de 7 potențiometre, P1—P7, care vor servi la efectuarea corecțiilor în banda de audiofrecvență. La fiecare cursor al celor 7 potențiometre este conectat cîte un filtru FOB. În funcție de poziția cursorului potențiometrului, se realizează pe frecvența pe care este acordat filtrul o reacție pozitivă sau negativă. În acest fel se modifică în mod corespunzător spectrul total de frecvență al semnalului audio inițial. Acesta prezintă la ieșirea amplificatorului operațional A2 caracteristica de frecvență modificată conform reglajului efectuat asupra grupului de potențiometre P1—P7.

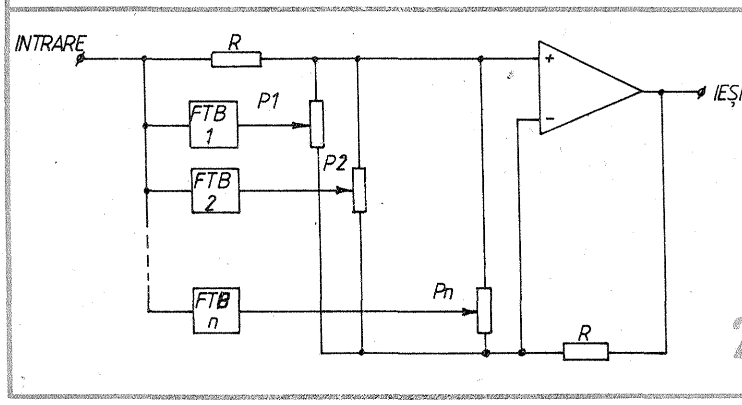
Filtrele de tip FOB sînt realizate cu inductanțe simulate. Schema electrică a unui filtru și elementele necesare pentru fiecare dintre cele 7 filtre FOB sînt prezentate în figura 6. Obligatoriu pentru buna funcționare a montajului se utilizează condensatoare neelectrolitice, iar acolo unde sînt necesare capacități mari s-a utilizat înserierea a două condensatoare electrolitice (se înseriază în așa fel ca terminalele cu „+" să fie comune).

Realizare practică

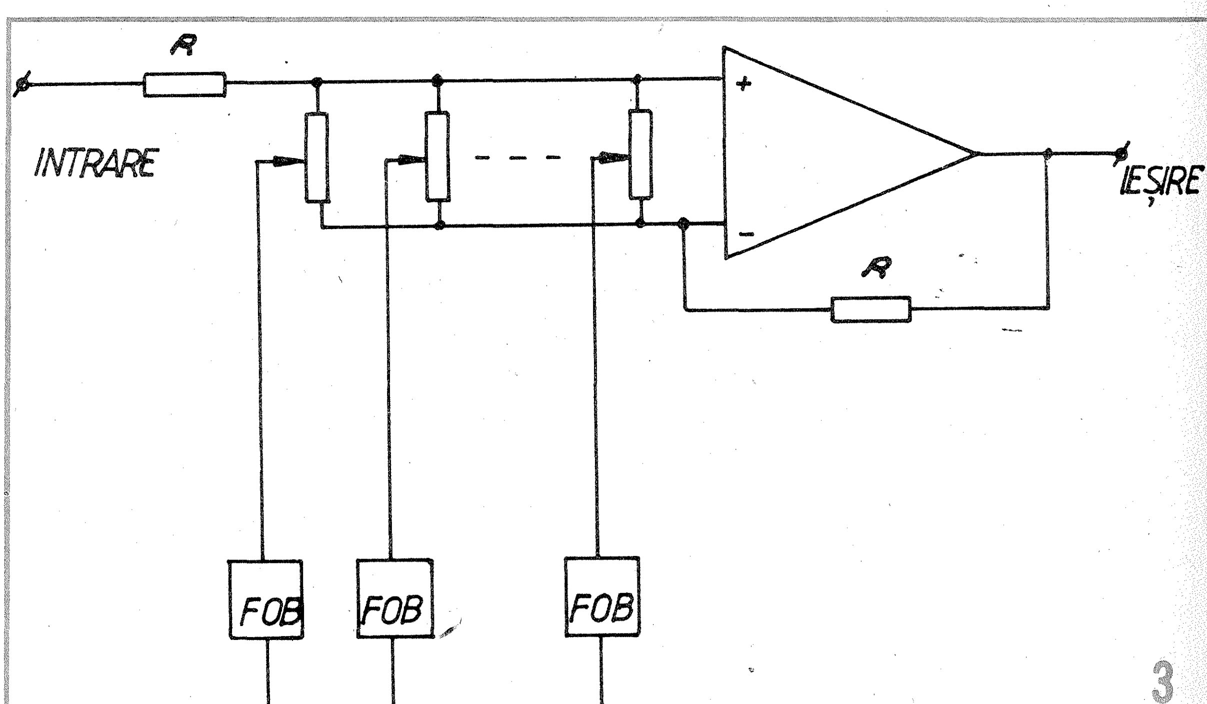
Montajul se realizează utilizînd cablajul imprimat. Pentru simplificare se pot folosi două plăcuțe, una dintre ele conținînd cablajul și componentele pentru inductanțe simulate, iar cealaltă restul montajului. O variantă stereo de cablaj imprimat este prezentată în figurile 7 și 8. În figura 7 este prezentată schema de cablaj imprimat pentru inductanțele simulate (vedere dinspre cablaj). S-au utilizat circuite integrate de tipul βM324 (4 buc.). În figura 8 este prezentată schema electrică de cablaj



1



2



3

imprimat pentru montajul propriu-zis. Pentru simplificarea montajului s-a folosit circuit imprimat dublu placat. Placuța este văzută dinspre partea de cablaj imprimat care nu conține componentele. În vederea realizării practice a montajului se folosesc componente electrice de cea mai bună calitate (rezistoare de tip RPM, condensatoare cu tantal, multistrat sau mică etc.). În funcție de gabaritul componentelor, constructorul amator poate modifica unele distanțe dintre acestea, păstrînd însă configurația de bază a cablajului imprimat.

După realizarea plăcuțelor de cablaj imprimat, componentele electrice se plantează cu cea mai mare atenție, în special circuitele integrate (poziția corectă).

Se va avea grijă ca, la sudura pinilor circuitelor integrate, să fie luate măsuri de protecție pentru a nu încălzi excesiv locul, în caz contrar existînd pericolul distrugerii amplificatorului operațional. Se folosește un letcon de putere mică (în nici un caz pistolul electric), iar pinul care se sudează se ține pe partea cealaltă a cablajului imprimat cu o pensetă.

Montajul se introduce într-o cutie din tablă de fier cu pereții cu grosimea minimă de 1 mm. Pentru alimentarea montajului se folosește o sursă dublă de tensiune (±15 V) stabilizată și bine filtrată. Blocul de alimentare (în special transformatorul) se ecranează suplimentar cu un blindaj din tablă de fier, care are în partea superioară orificii (de cca 2—3 mm) pentru răcire. Se recomandă realizarea cît mai compacta a blocului de alimentare și dispunerea lui cît mai departe de intrarea montajului. Potențiometrele de reglaj se dispun pe o placă de cablaj imprimat, care la rîndul ei se rigidizează mecanic de panoul frontal al cutiei. Se recomandă realizarea unui panou frontal din tablă de aluminiu, cu designul dorit de constructorul amator. Tot pe panoul frontal se dispun întrerupătorul de rețea și becul (LED-ul) de semnalizare a tensiunii de alimentare de la rețea.

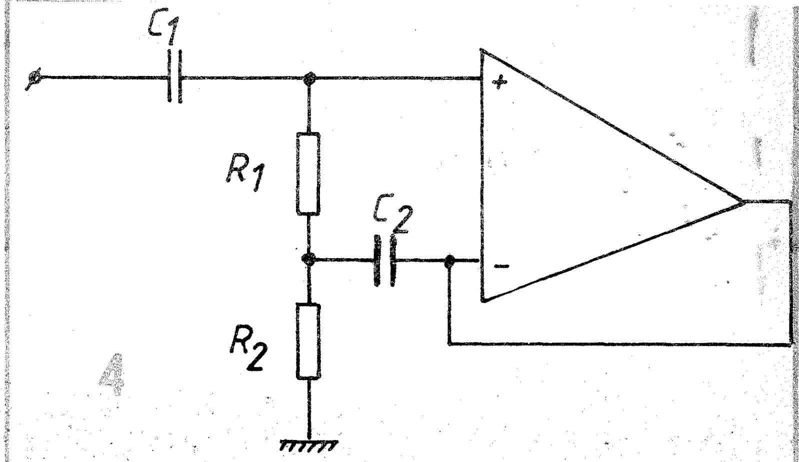
După realizarea părților componente ale montajului, ele se rigidizează mecanic în cutia metalică și ulterior se realizează conexiunile electrice. După realizarea conexiunilor, se alimentează montajul și cu ajutorul unui voltmetru se testează corectitudinea tensiunilor, în conformitate cu valorile indicate în schemă. În perioada măsurătorilor, intrările montajului se ștrapează.

După verificarea tensiunilor, se aplică la intrarea montajului semnalul de audiofrecvență și, acționînd pe rînd potențiometrele P1—P7 și P'1—P'7, se verifică eficacitatea corecțiilor.

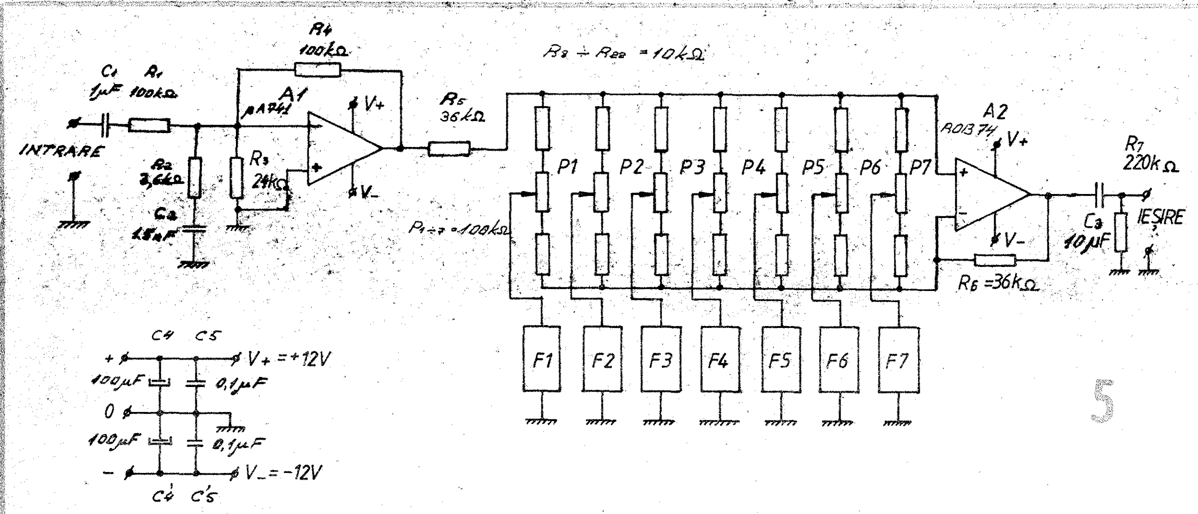
Montajul se utilizează atît în cazul audierii unui program muzical sonor, cît și pentru a efectua corecțiile dorite ale sursei inițiale de semnal, în timpul înregistrării (magnetofon sau casetofon).

Montajul va fi de un real folos constructorilor amatori posesori ai unui aparat ce se încadrează cu ușurință în categoria HI-FI.

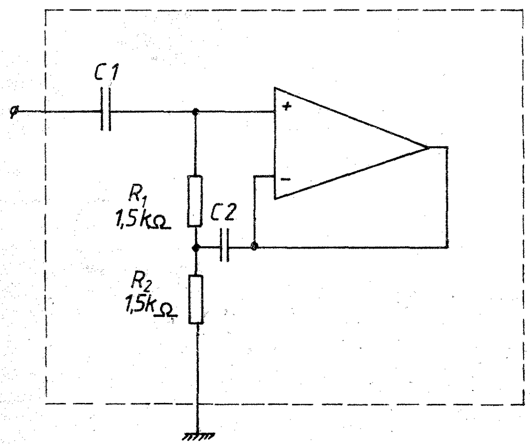
(CONTINUARE ÎN PAG. 10)



4

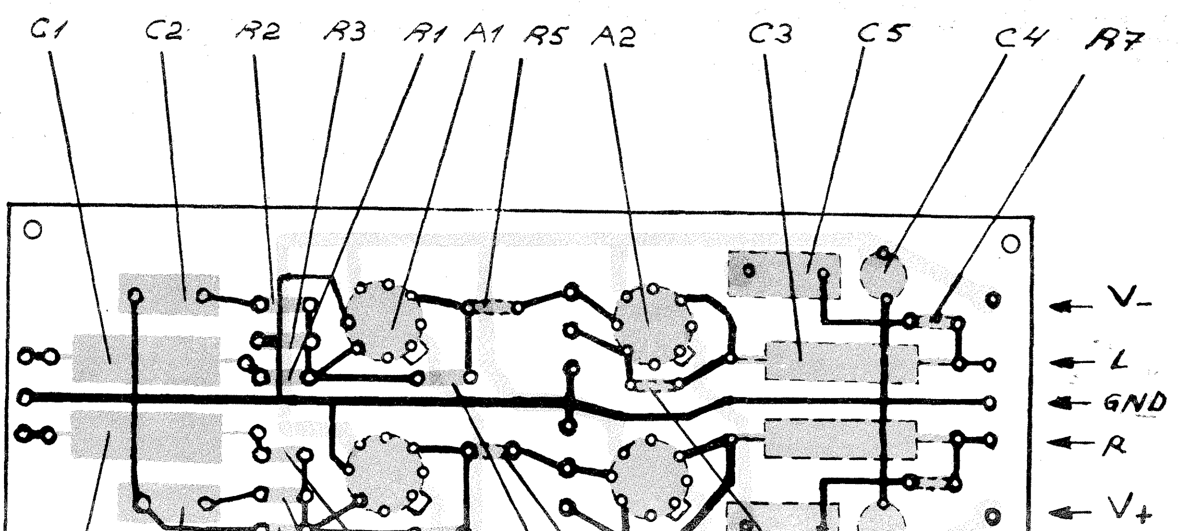


5



6

NR	f	C1	C2
1	40Hz	1μF + 22nF	22μF ∩ 10μF
2	100Hz	0,22μF + 0,22μF	10μF ∩ 3,3μF
3	270Hz	0,1μF + 68nF	0,47μF + 0,47μF
4	700Hz	33nF + 33nF	0,33μF + 33nF
5	2kHz	22nF	0,1μF + 27nF
6	5kHz	6,8nF + 2nF	47nF + 3nF
7	12,5kHz	3,3nF + 240pF	10nF + 10nF

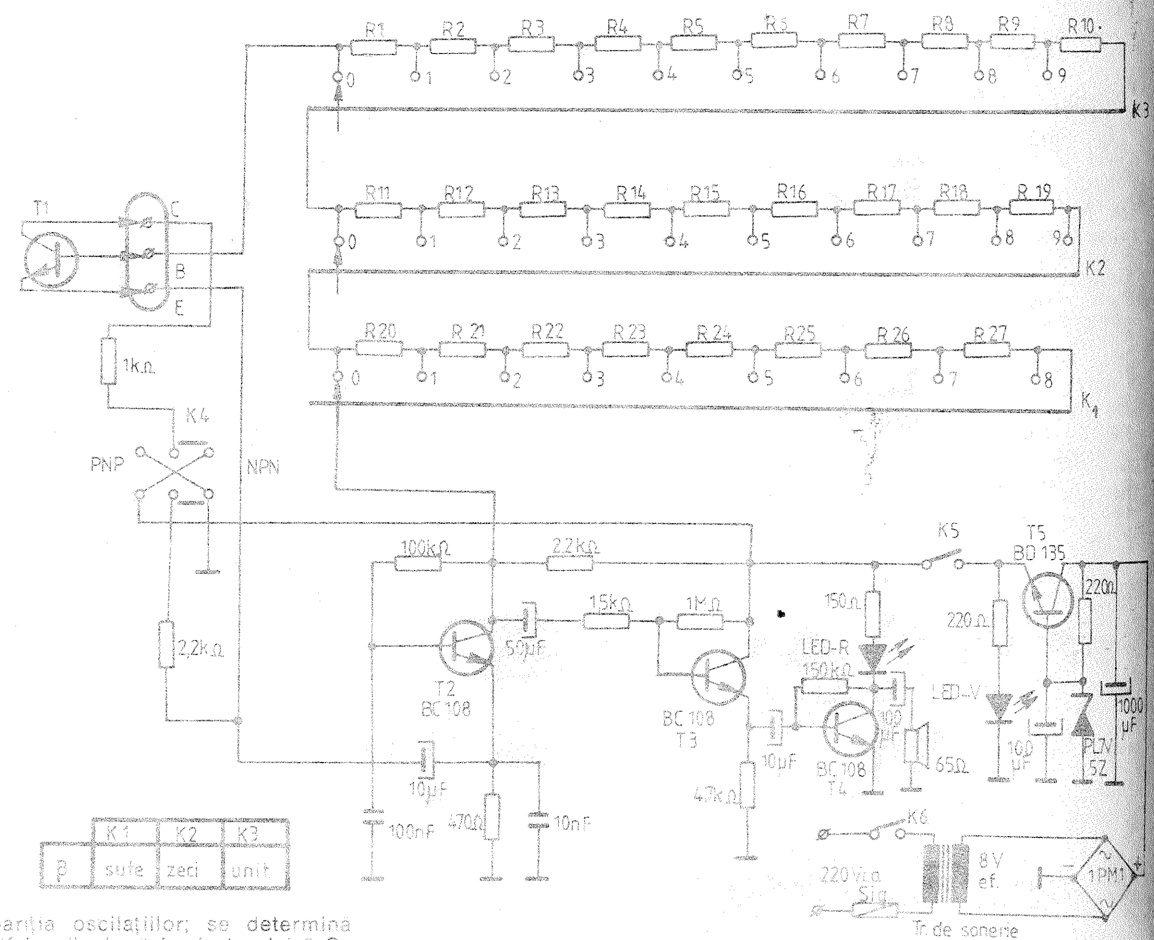


BETAMETRU PENTRU LABORATOR

ing. MILIAN OROS

În figura alăturată este prezentată schema de principiu a unui aparat de laborator care permite verificarea rapidă a stării tranzistoarelor de putere mică, de tip pnp și npn, precum și măsurarea factorului β.

Betametrul prezentat alăturat permite măsurarea factorului β cu o precizie sub 2% de la valoarea 1 la 900.



β	K1	K2	K3
	sute	zeci	unit.

Principiul de funcționare

Tranzistorul de măsurat T1 și tranzistorul T2 formează un multivibrator. Valorile elementelor auxiliare care intră în structura acestui multivibrator sînt astfel calculate încît generarea oscilațiilor este posibilă numai atunci cînd rezistența conectată în baza lui T1 (exprimată în kΩ) este numeric egală sau mai mică decît valoarea factorului β. De exemplu, dacă T1 are $\beta = 100$, atunci multivibratorul intră în funcțiune dacă rezistența din baza lui T1 este mai mică sau egală cu 100 kΩ.

Deci pentru determinarea factorului β al tranzistorului T1 nu rămîne decît să stabilim valoarea maximă a rezistenței din baza lui T1 pentru care generarea oscilațiilor multivibratorului încetează.

După cum se observă din schemă, rezistența din baza lui T1 este alcătuită dintr-o structură serie realizată cu elementele R1—R27.

Valoarea rezistenței acestei structuri se poate modifica în funcție de poziția comutatoarelor K1—K3, astfel încît, citind poziția acestor comutatoare, citim valoarea factorului β.

Comutarea montajului pentru verificarea tranzistoarelor pnp sau npn se face din comutatorul K4. Alimentarea aparatului se face de la o sursă de 7 V stabilizată încorporată.

Mod de utilizare

Cu betametrul nealimentat se pune comutatorul K4 pe poziția corespunzătoare tipului de tranzistor ce urmează să fie verificat (pnp sau npn). Se introduce tranzistorul de verificat în soclu, cu terminalele corespunzător notațiilor E, B, C.

Comutatorul K1 se pune pe poziția „8", iar K2 și K3 pe poziția „0". După închiderea comutatorului K5 se acționează K1 prin trecerea din poziție în poziție spre „0", pînă la apariția oscilațiilor; se determină astfel ordinul sutelor factorului β. Se acționează apoi K2 pînă la găsirea poziției pentru care oscilațiile multivibratorului nu mai sînt generate. Se trece apoi comutatorul pe poziția anterioară (de exemplu, dacă oscilațiile au încetat atunci cînd K2 a fost trecut pe poziția 7, se va reveni cu K2 pe poziția 6). În acest mod am determinat ordinul zecilor factorului β. Se trece K3 pe poziția pentru care generarea oscilațiilor încetează, determinînd astfel ordinul unităților. Citind acum pozițiile comutatoarelor în ordinea K1, K2, K3, vom afla valoarea factorului β.

De exemplu, dacă pozițiile comutatoarelor sînt: K1 — „3"; K2 — „5" și K3 — „5", factorul β va fi: $\beta = 355$.

Realizare practică

Comutatoarele K1—K3 sînt rotative, cu un galet și 10 poziții. Pe terminalele acestor comutatoare se vor lipi direct rezistoarele R1—R27, conform schemei de principiu. Comutatoarele K4 și K5 sînt de tip regletă, cu autoreținere.

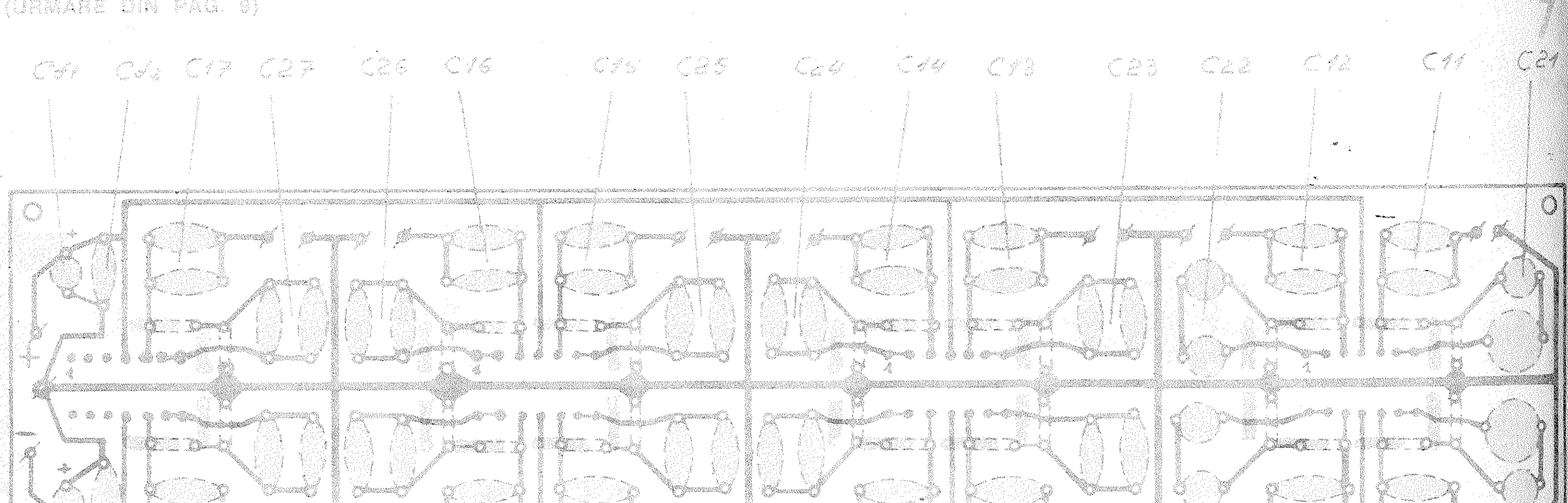
Soclul pentru tranzistorul de măsurat se va confecționa din terminale aurite recuperate de la diverse conectoare sau, în cel mai rău caz, se va confecționa un soclu folosind capete metalice de la tuburile de pastă de scris.

Pe panoul frontal se vor prinde comutatoarele K1—K3 în ordine, cele două LED-uri și comutatoarele K4 și K5.

Soclul pentru tranzistorul de măsurat se va prinde în funcție de forma carcasei, astfel încît introducerea tranzistorului în soclu să nu constituie o problemă.

Partea electronică se realizează pe o placă de circuit imprimat. Rezistențele R1—R27 sînt de precizie 1% și au valorile: $R_1 \div R_{10} = 1$ kΩ; $R_{11} \div R_{19} = 10$ kΩ; $R_{20} \div R_{27} = 100$ kΩ.

(URMARE DIN PAG. 9)



ALARMĂ PROGRAMABILĂ

U. NEGARA, O. PERJU-YOSOJ, Z. E. FLORIN

Sînt patru caracteristici principale de care depinde atașarea unei alarme programabile la un ceas cu MMC351: a) furnizarea cifrelor de timp se face prin multiplexare; b) în cazul cifrei 0 pentru zecile de ore, pe bus-ul de date se lansează codul 1111; c) numărarea orelor se face pînă la 12; d) schimbarea valorii bitului AM/PM (pin 15) se face la atingerea orei 01:00. Ceasul lucrează în logică pozitivă.

Propunem, pentru aplicațiile la care promptitudinea de declanșare a alarmei poate fi de ordinul milisecundelor, o schemă mai puțin convențională.

Examinînd-o, observăm că în difuzorul D se poate auzi, întrerupt la fiecare secundă, tonul de aproximativ 1 kHz (provenit de la unul din pinii de multiplexare ai lui 351, adus în baza lui T3 prin dioda D7) numai dacă T3 nu este blocat de către T2. T2 este plasat ca inversor logic la ieșirea unui trigger (P5, P6) care preia semnal de pe grupul de integrare RC (punctul a). Deci soneria sună numai dacă potențialul punctului a este nul, ceea ce se întîmplă doar dacă prin grupul SAU (D1...5) proximal nu ajunge nici un 1 logic.

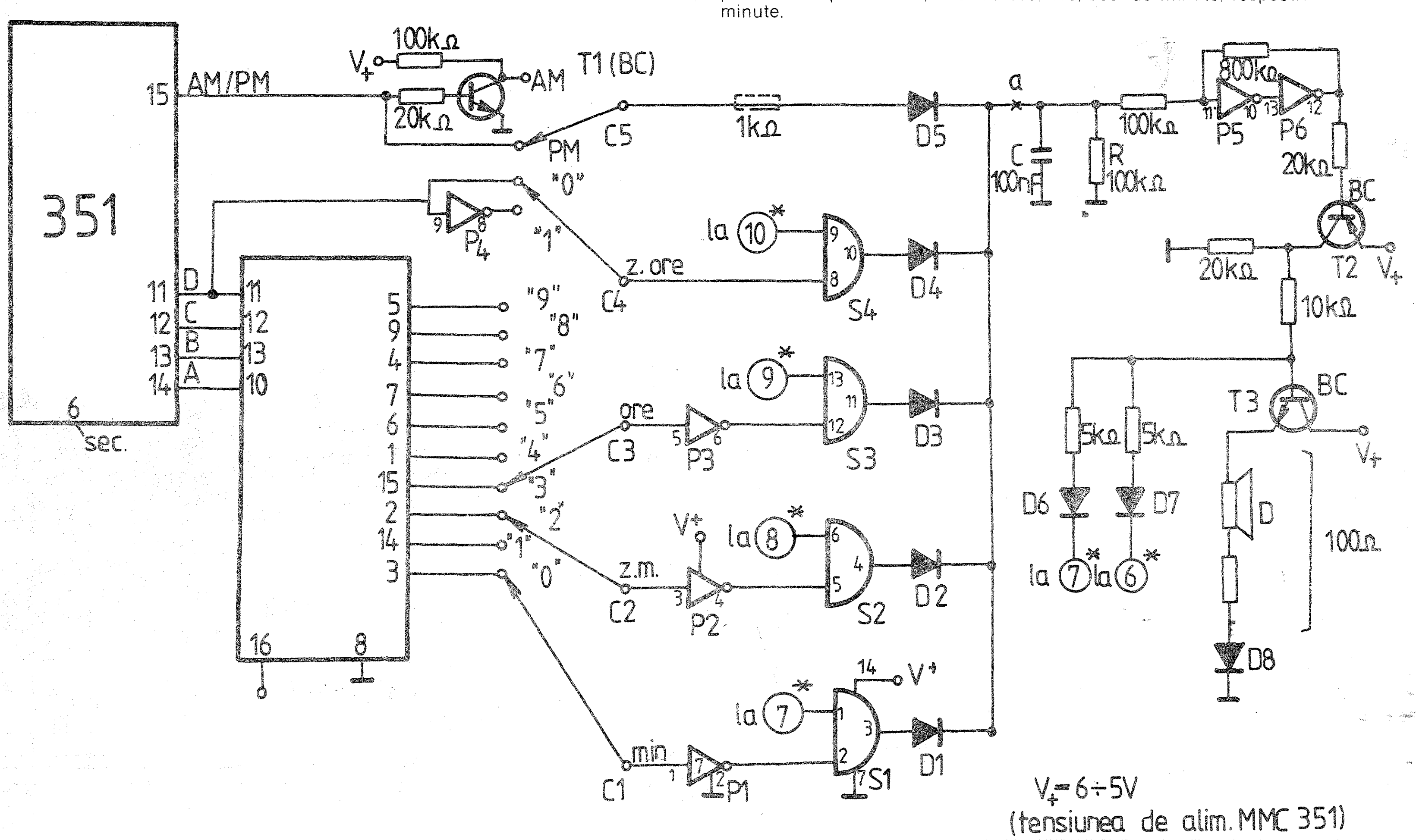
Să considerăm că doar D1 din grupul SAU ar fi cuplată electric la RC. Prima din intrările lui S1 (legată la pinul 7 din 351) este „săltată" în 1 logic de 1 024 de ori pe secundă numai atunci cînd pe bus se lansează valoarea cifrei unităților de minute. La acest bus este cuplat 4028 (decodor zecimal în care este pusă în 1 logic doar ieșirea corespunzătoare codului BCD de intrare). Semnalul preluat de la una din ieșiri de comutatorul minutelor (C1) ajunge inversat (P1) la cea de-a doua intrare în S1. Dacă acest ultim semnal este tot 1 logic — semnificînd **necoincidență** —, prin S1 trece (repetat cu o perioadă sub constanta de integrare RC) 1 logic și, deci, alarma nu sună. Dacă însă cifra minutelor (furnizată de 351) **coincide** cu cea selectată prin C1, pe acea intrare în S1 (poartă ȘI) vine 0 logic; nici un impuls nu mai poate ajunge la RC („liniște logică"), triggerul comută în 0 logic, alarma sunînd pe durata acelui minut.

Lucrurile nu diferă esențial la cuplarea celorlalte diode ale grupului SAU.

Pentru simplificarea desenului am evitat figurarea părții de ceas. Recomandăm construirea ei integral cu MMC. Celor care vor să obțină schema/cablajul variantei folosind comutatoare BCD (puțin mai complicată), le sugerăm să ne contacteze pe adresa Radioclubului Iași.

Notă:

—* trimiterile sînt la pinii lui 351
pin 6 — secunda
pin 7 — mux minute
pin 8 — mux zeci minute
pin 9 — mux ore
pin 10 — mux zeci de ore
— P1...6 — inversoare din MMC4069
— S1...4 — porți ȘI din MMC4081
— C5...1 — comutatoare cu număr de poziții corespunzător pentru selecție AM/PM, zeci de ore, ore, zeci de minute, respectiv minute.



DECONECTARE AUTOMATĂ

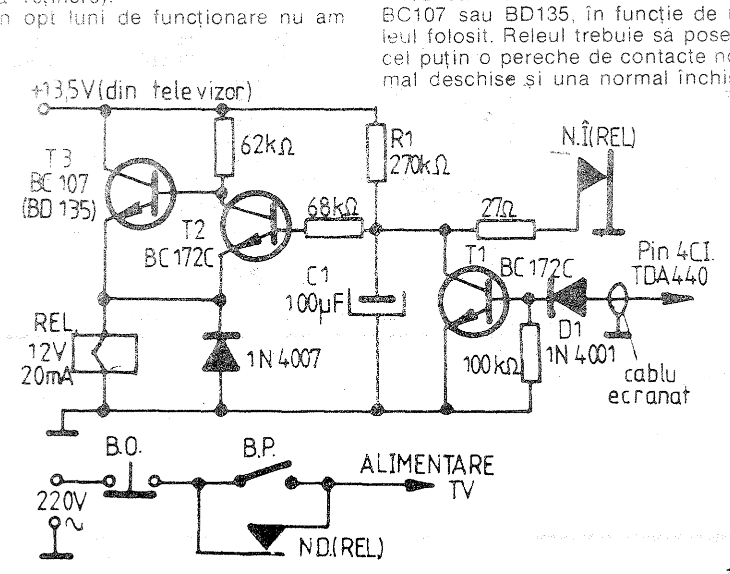
IULIAN NICOLAE, Bordeni, Prahova

Principial am pornit de la temporizatorul propus în nr. 7/1988 al revistei „Tehnium". Simplitatea montajului are însă un inconvenient: nu poate fi montat decît pe televizoarele cu circuite integrate care conțin TDA440. Funcționarea se bazează pe principiul releului cu automenținere condiționată de existența semnalului la intrarea de antenă și care determină pe pinul 4 al C.I.-TDA440 un potențial de cca 2 V. În absența semnalului, acest potențial scade aproape la zero. Atît timp cît la intrare există un semnal suficient de puternic, tensiunea de cca 2 V de pe pinul 4 — DTA440 este aplicată prin D1 bazei lui T1; acesta, aflîndu-se în conducție și scurtcircuitînd pe C1, nu permite efectuarea ciclului de temporizare și implicit bascularea triggerului-Schmitt realizat cu T2 și T3, care are ca sarcină releul electromagnetic Rel. La terminarea programului, tensiunea de 2 V scade la zero, ceea ce face ca T1 să se blocheze și C1 să înceapă să se încarce prin R1. Durata încărcării este determinată de constanta de timp R1.C1. Cu valorile din schemă am obținut un timp de cca 30 s, necesar evitării decuplării la comutarea programelor sau în cazul deranjamentelor la borna de antenă. Buna funcționare a montajului este condiționată de buna funcționare a lui TDA440. În cazul că, în absența semnalului, potențialul pinului 4 nu scade pînă aproape de zero, se poate încerca inserierea a încă unei (eventual două) diode cu D1, de același tip, astfel ca la terminarea programului, pe baza lui T1 să avem 0,2—0,4 V, tensiune insuficientă pentru a-l deschide, iar în timpul emisiunii aceasta să depășească 0,6—0,7 V. La reglarea potențialului bazei lui T1, recomand folosirea unui voltmetru electronic. În lipsă, aceasta se poate face experimental.

Butonul pentru pornire poate fi cel existent în TV, dar modificat pentru varianta „fără reținere". Aceasta poate fi făcută îndepărtînd cosa în formă de U care produce reținerea la prima apăsare, respectiv eliberarea la a doua apăsare. Oprirea televizorului în timpul vizionării se face apăsînd butonul B.O., N.Î fără reținere, înseriat cu B.P. (tot fără reținere).

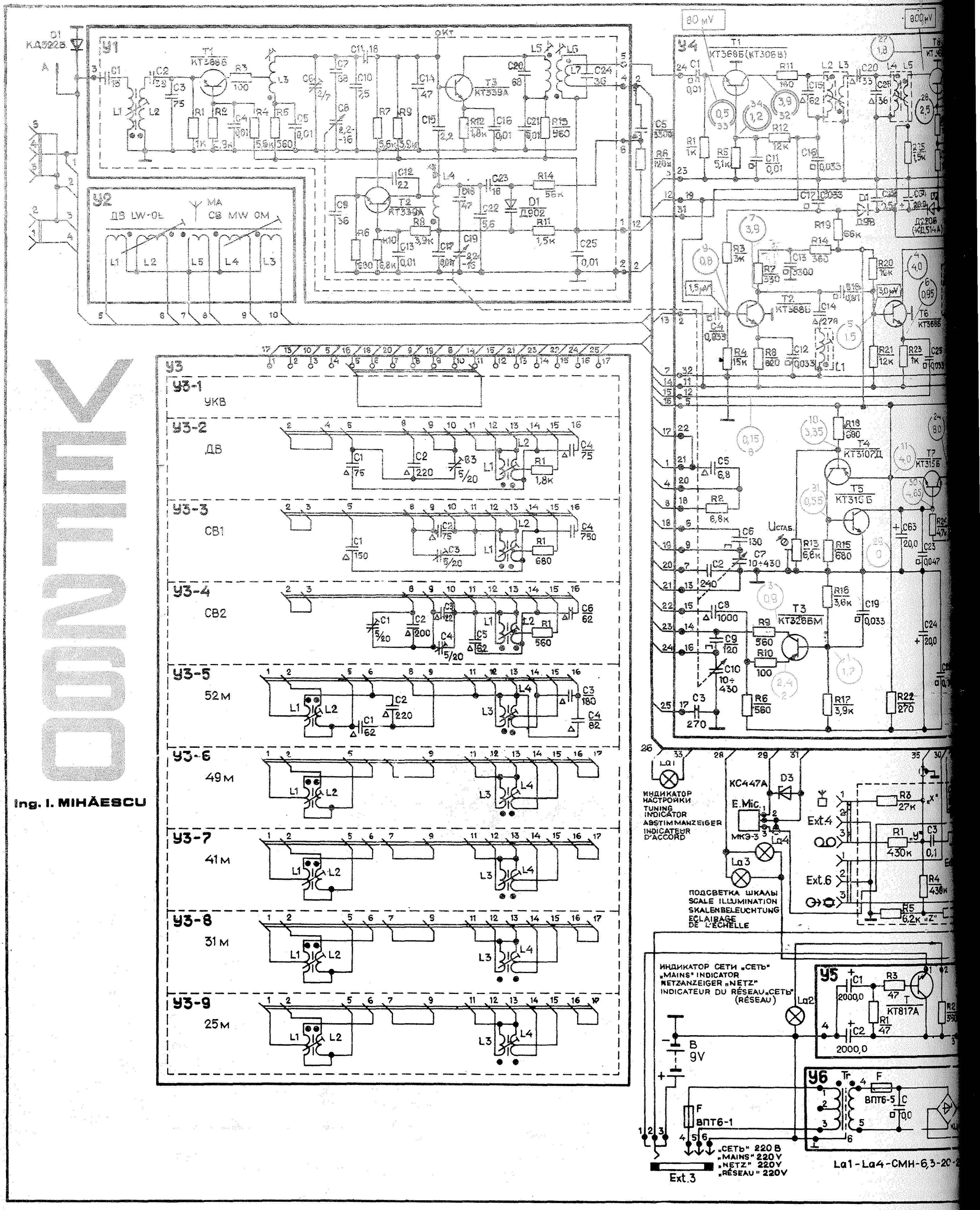
În opt luni de funcționare nu am avut nici un fel de probleme.

NOTĂ: Tranzistorul T3 va fi de tip BC107 sau BD135, în funcție de releul folosit. Releul trebuie să posede cel puțin o pereche de contacte normal deschise și una normal închise.



VEF 260

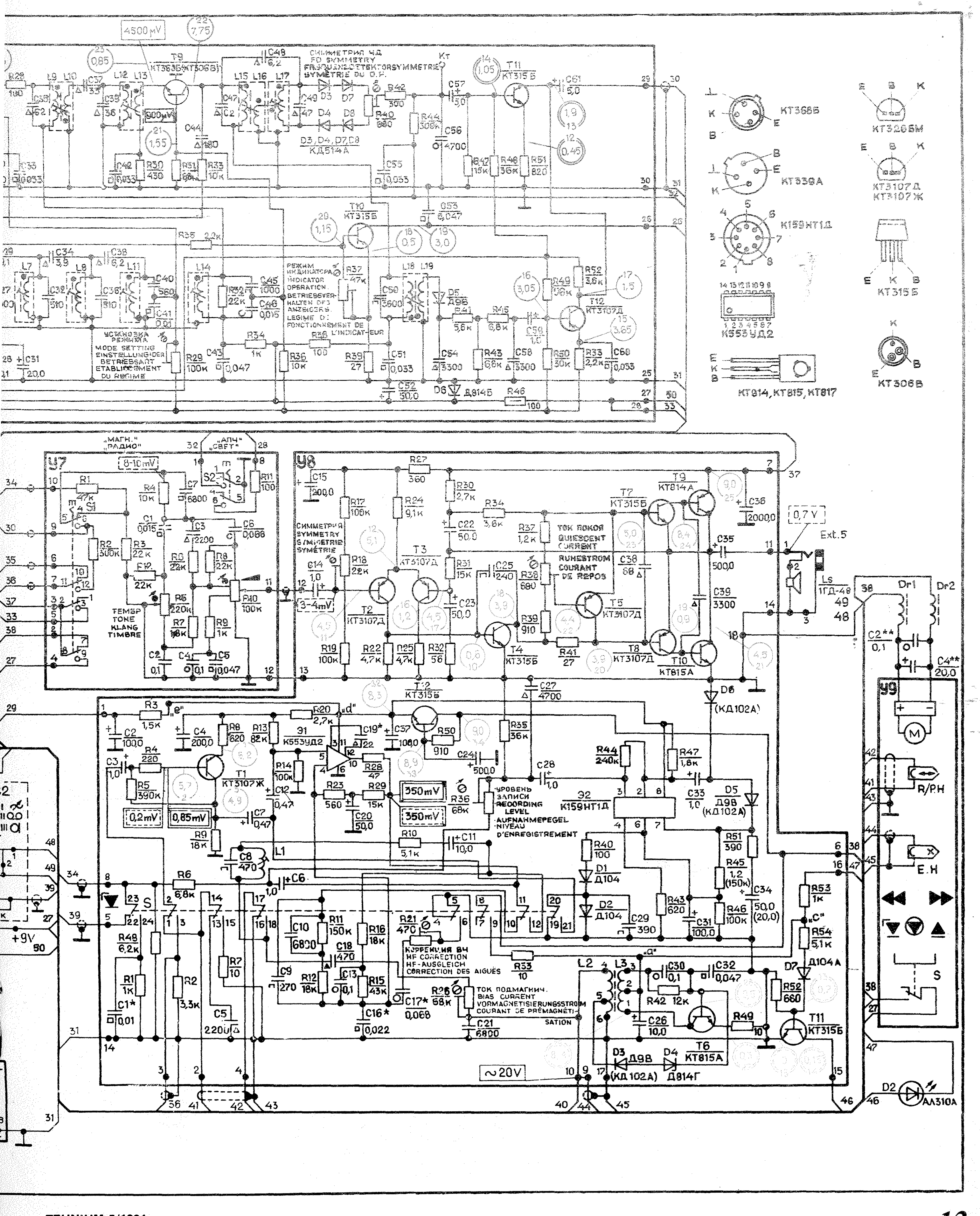
ing. I. MIHĂESCU



Radiocasetofonul VEF 260, cunoscut şi sub denumirea de VEF SIGMA, lucrează în gamele UUS (OIRT), UL, UM şi 5 game de scurte. Bineînţeles, în aparat este inclusă şi partea de casetofon electrică şi mecanică.

Pentru repararea radiocasetofonului, componentele electronice originale pot fi înlocuite astfel: KT3107 = BC177 = BC178 = BC250; KT368 = BF200 = BF214; KT339 = BF180 = BF181; KT315 = BC170 = BC171.

Circuitul integrat K553YD2 se poate înlocui cu βA741.



REVERBERATOR ELECTRONIC

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

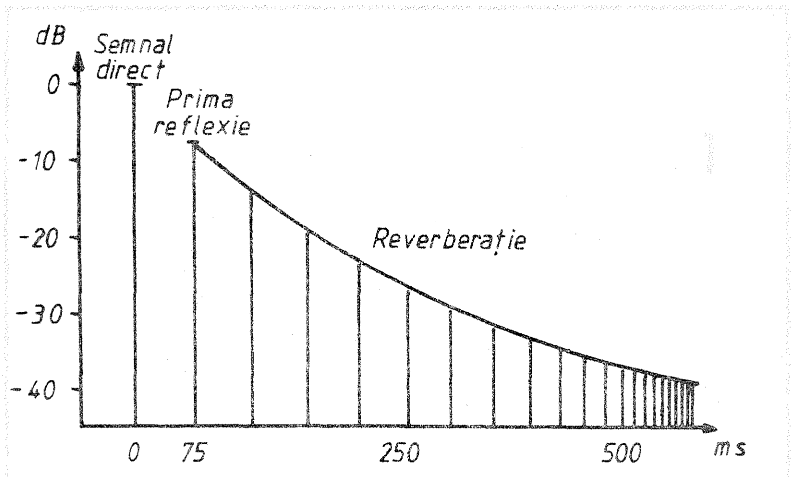
Introducere. Reverberatoarele electromecanice și electromagnetice au constituit zeci de ani singurele alternative de obținere a reverberației artificiale. În ultimul timp, ele au fost umbrite de apariția reverberatoarelor electronice, care s-au impus pregnant datorita caracteristicilor net superioare și avantajelor specifice, din care vom aminti: banda de frecvența larga; distorsiuni reduse; raport semnal/zgomot mare; sint flexibile și versatile; au consum redus; sint compacte, ușoare și fiabile; nu sint sensibile la vibrații mecanice etc. Aceste avantaje sint specifice reverberatoarelor electronice care lucreaza in tehnica digitala. Principial, ele sint formate din blocul de codare/decodare, blocul de memorie și blocul de control. Aceste blocuri sint destul de sofisticate și/sau complexe, iar construirea lor de catre amatori este mai greu abordabila. Amintim ca reverberatoarele digitale apeleaza la conversia A/D și D/A in 16 biți și folosesc o cantitate de memorie relativ mare. În ultimul timp s-a dezvoltat o tehnica de conversie A/D, D/A mult mai simpla, cunoscuta sub denumirea de modulație delta-adaptiva. Folosind aceasta tehnica de conversie, reverberatoarele digitale se simplifica substanțial, iar cantitatea de memorie este mult mai mica. În schimb se degradeaza principalii parametri. Compromisul este insa acceptabil pentru reverberatoarele destinate amatorilor. Soluția este și foarte eficienta: numai cu un dram de memorie (scuzați **DRAM**) se pot obține atit reverberație, cit și ecou sau multiecou.

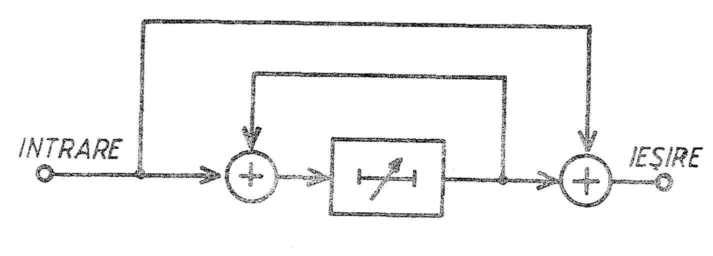
Din categoria reverberatoarelor electronice fac parte și reverberatoarele analogice. Funcționarea acestora se bazeaza pe folosirea liniilor de intirziere — **delay lines** —, cunoscute sub denumirea de circuite integrate **BBD** sau **CTD**. (Prezentarea detaliata a acestora a fost facuta in TEHNIUM nr. 12/1990 și Supliment TEHNIUM 1991.)

Pentru a obține un reverberator analogic de calitate este indicata folosirea unor **BBD**-uri de capacitate mare (2048-4096). Aceste circuite integrate sint insa foarte scumpe și se produc numai la comanda de catre citeva firme (PHILIPS, MATSUSHITA, RETICON).

În acest articol prezentam un reverberator analogic cu **BBD**-uri de capacitate medie și care se comercializeaza in mod curent. Ne referim la circuitele integrate TDA1022 cu 512 unitați de intirziere; el este ideal pentru obținerea efectelor sonore care reclama intirzieri sub 30 ms (flanger, phaser, vibrato).

Prezentarea generală a reverberatorului. Reverberatorul electronic pe care il propunem pentru experimentare este realizat cu doua circuite integrate TDA1022, operate in regim „forțat". Referitor la aceasta afirmație, o vom justifica, facind și precizarile care se impun. În mod normal, un circuit integrat TDA1022 poate procesa semnale audio intr-o banda de frecvența de 20—10 000 Hz, cu distorsiuni armonice de maximum 1% și un raport semnal/zgomot de —60 dB, la intirzieri de maximum 12 ms. În aplicația propusa mai jos obținem o intirziere de 74 ms de la doua circuite inseriate. Aceasta marire excesiva a timpului de intirziere se face prin sacrificarea benzii de frecvența, deoarece exista o relație directa intre timpul de intirziere, frecvența de tact și lațimea de banda. Pentru a obține de la un circuit integrat TDA1022 o intirziere de 37 ms, frecvența de tact va fi de 7 kHz. Aceasta fiind și frecvența de eșantionare, rezulta ca frecvența maxima procesata va fi de 3,5 kHz. Menționam ca aceasta limita superioara a benzii de frecvența este apropiata de cea a unor reverberatoare electromecanice de construcție industriala. Limita inferioara a benzii de frecvența este de 120 Hz; ea ar putea fi coborita cu aproape 3 octave, dar nu ar avea nici o justificare practica. Am ales valoarea de 120 Hz pentru respectarea legii 400 000. Nu va alarmați, nu este vorba de o reglementare juridica, ci de o mai veche lege acustica, conform careia, in scopul obținerii unei audiții agreabile, cind se ingusteaza o banda, se recomanda o limitare corespunzatoare la ambele capete ale benzii. Aceasta ingustare se face in așa fel incit produsul limitelor sa fie in jurul valorii de 400 000. Banda de frecvența fixata de noi corespunde acestei legi. În plus, in acest domeniu se afla toate componentele principale ale semnalelor vorbirii (frecvența fundamentala, formanții vocalici și extravocalici). De aceea recomandam acest reverberator in special pentru procesarea semnalelor vocale. O asemenea banda ingusta are și un avantaj: confera sistemului o imunitate sporita la reacții acustice. Asa cum am mai aratat, chiar și in unele construcții industriale se admit ingustari ale benzii de frecvența, justificate prin aceea ca semnalul procesat este parțial mascat de semnalul direct, impresia auditiva globala fiind impusa in special de acesta din urma.





2

Timpul de intirziere a fost fixat la 74 ms; aceasta valoare este o medie a timpilor de intirziere (50—100 ms) indicați de diverși autori, pentru obținerea reverberației. Dupa cum se vede in figura 1, trebuie sa se faca o discriminare intre timpul de intirziere și timpul de reverberație. Timpul de intirziere introdus de linie este asimilat intirzierii intre semnalul direct și prima reflexie. Datorita unui circuit de regenerare, dupa prima „reflexie" apare o suita de semnale care corespund reflexiilor secundare și re-reflexiilor. Amplitudinea acestor semnale este descrescătoare. Durata de timp dintre semnalul direct și semnalul a carui amplitudine este cu 60 dB sub valoarea celui direct se numește timp de reverberație. Se vede deci ca, pornind de la un timp de intirziere inițial de 50—100 ms, se pot obține timpi de reverberație de sute de milisecunde. Se impune și urmatoarea precizare, care deriva din cele aratate mai sus. Reverberația este o „prelungire" a unui sunet dupa ce acesta a incetat. Prelungirea provine de la o serie de repetari atit de apropiate incit ele nu sint percepute separat. Deci, aparatul prezentat in acest articol produce numai reverberație, nu și ecou sau multiecou (repetari distincte).

Pentru obținerea reverberației, linia de intirziere se introduce intr-o configurație specifica (fig. 2). În sumatorul de la ieșire se mixeaza semnalul direct cu cel intirziat. Circuitul de regenerare este constituit dintr-o bucla de reacție intre ieșirea și intrarea liniei de intirziere. Gradul de cuplaj al acestei bucle determina timpul de reverberație.

Schema reverberatorului. Schema detaliata a reverberatorului electronic, realizat cu doua circuite integrate TDA1022, este prezentata in figura 3. Pentru a obține intirzierea propusa, frecvența semnalului de tact generat de un astabil cu doua porți inversoare din circuitul integrat MMC4069 este de 7 kHz.

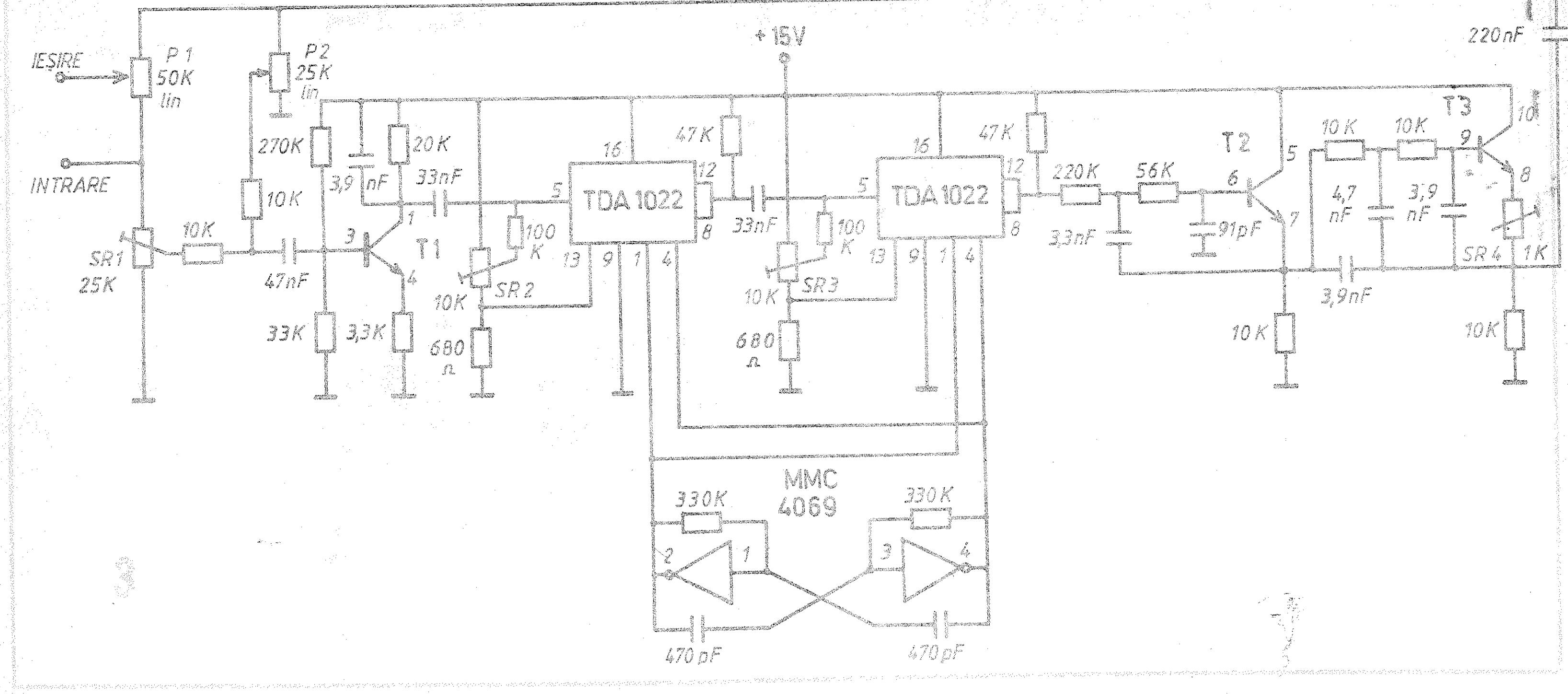
Etajul de intrare, realizat cu tranzistorul T1, indeplinește simultan trei funcții: amplificator, sumator și filtru trece-jos. Amplificarea etajului este de cca 14 dB, iar frecvența de taiere este fixata la 2 kHz cu o panta de atenuare de —6 dB/octava. Atenuarea frecvențelor inalte este necesara pentru reducerea distorsiunilor de intermodulație. Dupa cel de-al doilea circuit TDA1022 sint conectate un filtru trece-jos și un rejector. Am optat pentru aceasta varianta spre deosebire de alte realizari in care se folosesc filtre cu panta de atenuare foarte mare, de peste 40 dB/octava și care sint formate din multe componente active și pasive, de precizie. Soluția propusa de noi este simpla și eficienta. Filtrul trece-jos de ordinul doi are frecvența de taiere la 3,5 kHz și panta de atenuare de —12 dB/octava și este realizat cu tranzistorul T2; el este urmat de un filtru rejector acordat, realizat cu tranzistorul T3. În acest fel se asigura o rejecție buna a reziduurilor semnalului de tact, absolut necesara, deoarece componentele semnalului de tact sint situate in domeniul audio. Teoretic, rejecția atinge valori de —70 dB. Pentru a atinge aceasta valoare, este necesar un acord precis al rejectorului pe frecvența semnalului de tact.

Limitarea benzii de frecvență la 120 Hz se realizeaza prin valorile corespunzătoare ale condensatoarelor de cuplaj folosite in montaj. In sumatorul de intrare se introduce semnal de la ieșirea liniei de intirziere, dozat corespunzător prin intermediul potențiometrului P2, care stabilește durata timpului de reverberație. Sumatorul de ieșire este realizat prin intermediul potențiometrului P1, care stabilește raportul amplitudinilor intre semnalul direct și cel intirziat. Tranzistoarele T1, T2, T3 fac parte dintr-o arie ROB8101, dar pot fi și tranzistoare din seriile BC107, BC171 etc. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune de 15 V, bine filtrată, eventual stabilizată parametric.

Reglaje. Înaintea efectuării reglajelor se poziționează semireglabilele la mijlocul cursei, potențiometrul P1 spre ieșirea liniei, iar potențiometrul P2 la masa. Cu un osciloscop cuplat pe intrările de tact ale circuitelor integrate TDA1022, se verifică existența impulsurilor dreptunghiulare cu factor de umplere 50% și cu amplitudine vîrf-vîrf egală cu tensiunea de alimentare. Se conectează osciloscopul pe colectorul tranzistorului T1. Se aplica la intrare semnal cu frecvența de 1 kHz și valoarea de 300—350 mV rms. Dacă semnalul vizualizat pe osciloscop este distorsionat, se tatonează valoarea rezistențelor din circuitul de polarizare a bazei. Se cupleaza osciloscopul pe emitorul tranzistorului T3 și se regleaza SR2 și SR3 pina la obținerea unui semnal nedistorsionat. Apoi se regleaza SR1 pina cind tensiunea de la ieșire este egala cu cea aplicata la intrare.

Se intrerupe semnalul aplicat la intrarea reverberatorului și se comuta osciloscopul pe o sensibilitate mai mare, pentru vizualizarea reziduurilor semnalului de tact. Se regleaza SR4 pina cind amplitudinea acestora va fi minima, ceea ce corespunde acordului exact al rejectorului pe frecvența semnalului de tact. Cu aceasta reglajul reverberatorului este terminat.

Concluzii. Desi rezultatele sint satisfacatoare, propun acest experiment numai amatorilor care au deja doua circuite integrate TDA1022. In caz contrar, nu sfatuim să se recurga la o investiție specială pentru ca raportul preț/calitate nu este incurajator, in comparație cu reverberatoarele digitale cu MDA. Cu titlu informativ, precizăm că raportul prețurilor intre un BBD și un DRAM 16kb este de aproximativ 4:1 (atit la noi cit și in Vest).



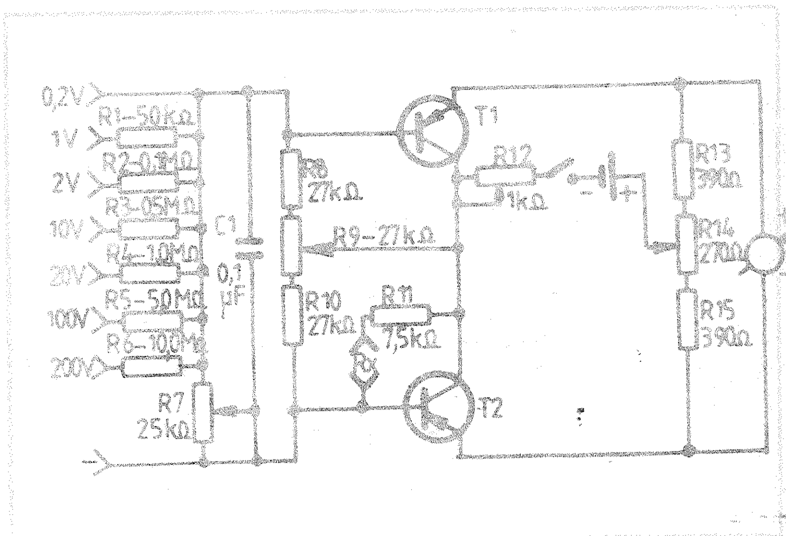
VOLTOHMMETRU

Pentru verificarea și acordarea de finețe a aparaturii radioelectronice este necesară măsurarea tensiunilor cu valori de sutimi de volt. Pentru asemenea măsurători este necesar un voltmetru electronic de curent continuu. În schema alăturată se prezintă un voltohmmetru electronic cu rezistența de intrare de 50 kΩ/V. Limitele de măsurare a tensiunilor sînt de: 0,2 V; 1 V; 2 V; 10 V; 20 V; 100 V; 200 V. Rezistențele pot fi măsurate în gama 50 Ω — 1 MΩ.

Voltohmmetrul se compune din rezistoarele R1—R6, un amplificator simetric de curent continuu realizat conform schemei cu colector comun și un microampermetru cu scala de 200 μA. Măsurarea rezistențelor se realizează prin reechilibrarea amplificatorului, conectîndu-le la bornele Rx, ceea ce elimină necesitatea utilizării unei surse suplimentare pentru ohmmetru.

Aparatul se alimentează de la o baterie de 1,5 V. Tranzistoarele T1—T2 sînt de tipul EFT333 sau echivalente, avînd un coeficient de amplificare de cel puțin 20—25. Rezistoarele R1—R6 au o toleranță de ±1 ÷ 5%. Rezistoarele R7, R9 servesc pentru stabilirea sensibilității și echilibrarea inițială a aparatului. După acordare, acestea se fixează. Scala ohmmetrului se etalonează după cutia de rezistențe sau după un set de rezistoare ce au o toleranță de ±1 ÷ 5%.

Pe timpul exploatării voltohmmetrului, înainte de începerea măsurătorilor, se scurtcircuitează bornele Rx și se stabilește abaterea acului pe toată scala cu ajutorul rezistorului R12 (valoarea zero a scalei ohmmetrului). Apoi, decuplînd bornele Rx, cu rezistorul R14 se aduce acul instrumentului la zero (valoarea infinit pentru scala ohmmetrului). După aceste operații se poate trece la măsurători.



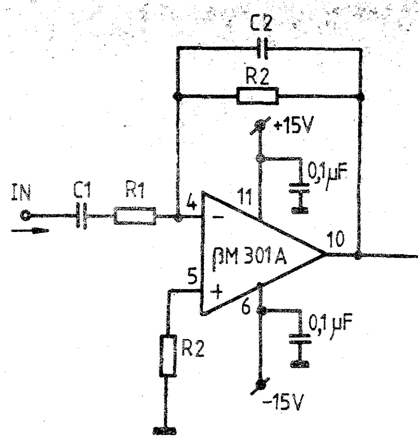
GENERATOR DE ZGOMOT ROZ

Orice amator de înaltă fidelitate care posedă un sistem audio dotat cu un egalizor de frecvență își pune problema cum să îl folosească astfel încît aparatul să își demonstreze utilitatea reală, nu doar cea de amuzament sau de ajustare „după ureche". Reglarea corectă a unei linii audio prin liniarizarea caracteristicii globale de frecvență în funcție de condițiile reale de audiție (același sistem avînd un „sound" diferit în camere diferite) se face cu ajutorul unui generator de zgomot roz. Dar întîi să dăm definiția zgomotului alb și roz, observînd diferența dintre ele și modul cum dintr-un zgomot alb se poate obține unul roz. Zgomotul este acea perturbație care nu este coerentă cu nici un fel de semnal util transmis. Dacă densitatea spectrală de putere este constantă, zgomotul se numește „alb", iar dacă aceasta este variabilă, cu frecvența, el se numește „colorat". Denumirile de „alb" și „colorat" sînt luate prin analogie cu cazul radiațiilor luminoase, unde luminii albe îi corespunde un spectru constant, iar luminii colorate îi corespunde un spectru ce variază cu frecvența. Mai concret, zgomotul alb este caracterizat printr-o creștere cu +3 dB pe octavă a amplitudinii (energie egală în toată lărgimea de bandă), iar zgomotul roz, care este un caz particular al zgomotului colorat, are o amplitudine constantă pe octavă (energie constantă de la o octavă la alta). Cu cît frecvența crește, cu atît lărgimea de bandă a octavelor crește; de exemplu, lărgimea de bandă a octavei 16 Hz—32 Hz este f1 = 16 Hz, a octavei 32 Hz—64 Hz este f2 = 32 Hz, a octavei 64 Hz—128 Hz este f3 = 64 Hz ș.a.m.d. În concluzie, amplitudinea la zgomotul roz este constantă în interiorul unei octave, dar scade cu cît ordinul octavei crește, de aceea nivelul constant pe intervale de frecvență este mai ridicat în partea inferioară a spectrului și prin analogie cu spectrul vizibil (unde în regiunea frecvențelor mai mici este culoarea roșie) zgomotul s-a numit roz.

Pentru a obține dintr-un zgomot alb unul roz este necesară introducerea unui filtru trece-jos cu o atenuare de —3 dB/octavă. Statistic vorbind, zgomotul roz se apropie cel mai mult de muzica.

Utilizarea generatorului se face în felul următor: în primul rînd se aleg un microfon nedirecțional care să aibă o caracteristică amplitudine-frecvență cît mai liniară în banda audio și un instrument de măsură (bineînțeles, între microfon și instrument se intercalează un preamplificator). În cazul în care se dispune de un analizor de spectru, reglajul devine și mai simplu. Generatorul se conectează la intrarea sistemului audio și zgomotul este amplificat și redat în incintele acustice. Se scurtcircuitează intrările secțiunilor corespunzătoare tuturor gamelor de frecvență ale egalizorului, mai puțin prima. În acest fel semnalul este filtrat, trecînd numai acea parte alocată benzii de trecere a primei frecvențe. Cu ajutorul microfonului se culege acest semnal în locul unde se va efectua audiția și din potențiometrul acelei game se reglează pînă cînd instrumentul de control va indica un anumit nivel ales arbitrar. Se scurtcircuitează apoi intrarea acestei secțiuni și se va acționa potențiometrul secțiunii următoare, pînă cînd instrumentul indică același nivel, operația repetîndu-se pentru fiecare frecvență în parte. În cazul în care constructorul are acces la un analizor de spectru, potențiometrele vor fi acționate pînă la obținerea unei caracteristici liniare, fapt ce poate fi imediat vizualizat pe ecran, fără scurtcircuitarea intrărilor.

O altă variantă ar fi conectarea unui filtru activ trece-bandă între preamplificatorul de microfon și instrumentul de măsură care să selecteze banda aferentă fiecărei frecvențe reglate din potențiometrele egalizorului. Acest filtru trebuie să aibă reglabile frecvența centrală și banda de trecere în spectrul audio. Cu ajutorul lui se selectează gama al cărei nivel (reglat din egalizor) va fi indicat de instrumentul de măsură. Un exemplu de filtru trece-bandă activ realizat cu ajutorul unui amplificator operațional βM301A este cel din figura 1. Relațiile cu care se dimensionează filtrul sînt următoarele:



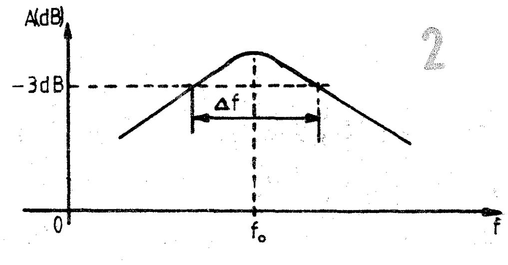
1

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} + \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2)$$

$$A = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (3)$$

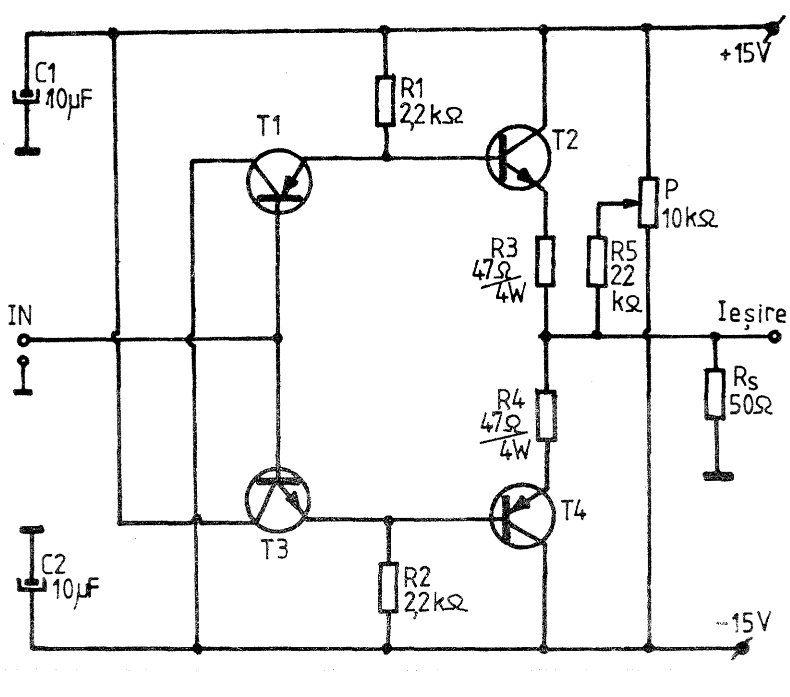
unde f_0 = frecvența centrală;
Δf = lărgimea de bandă la —3 dB;
A = amplificarea.



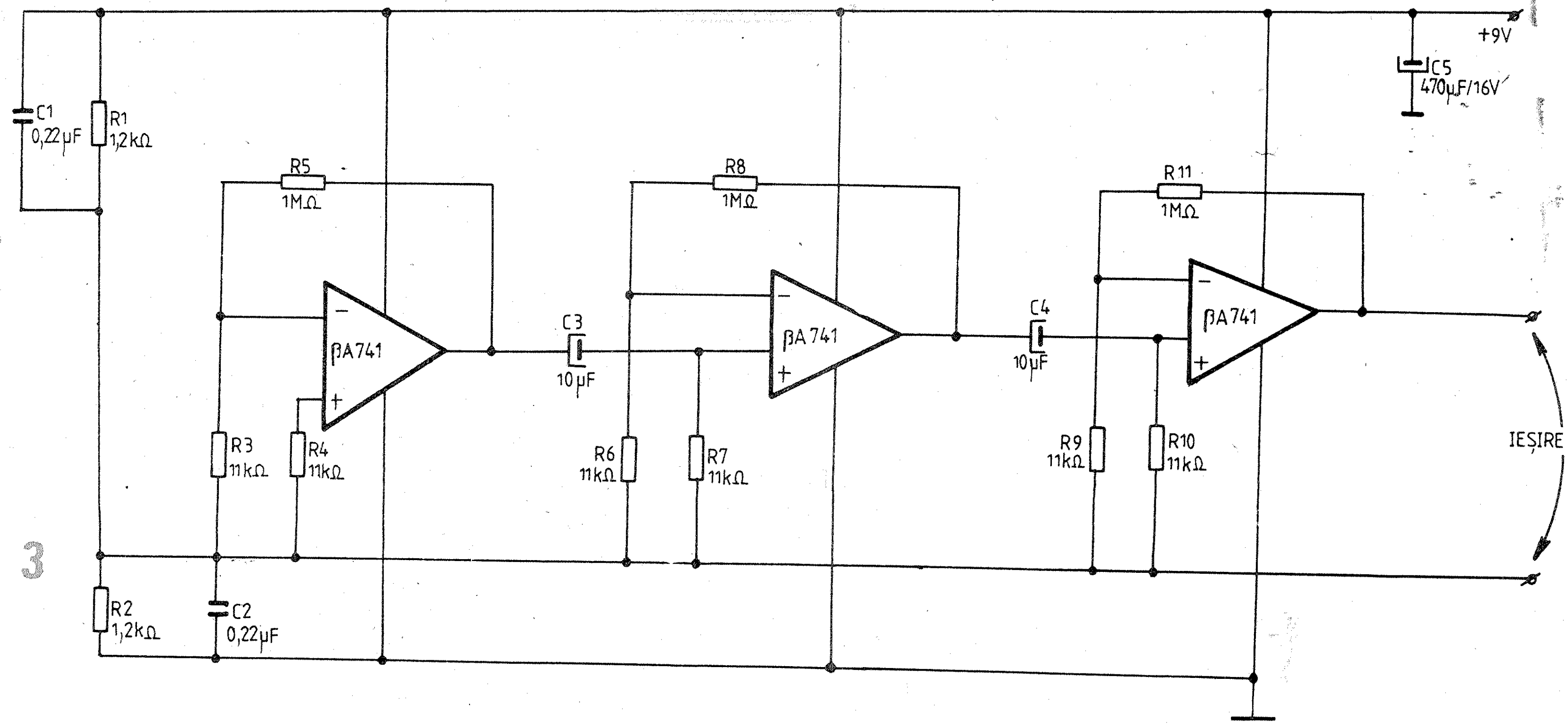
2

În figura 2 este reprezentată caracteristica de frecvență. Generatorul de zgomot pe care îl prezentăm este cel din figura 3, realizat cu ajutorul a trei circuite integrate identice, βA741. Primul dintre ele, așa cum este montat, posedă o repartiție spectrală tipică zgomotului roz. În această aplicație, contrar obiceiului, amplificatorul operațional trebuie să fie cît mai zgomotos, primul etaj producînd zgomotul, iar cele două care urmează îl amplifică. Se poate folosi orice variantă de βA741 sau un singur circuit βM324, din care se utilizează doar trei din cele patru operaționale. Montajul se alimentează de la o sursă stabilizată de 9 V sau, avînd în vedere consumul mic, chiar de la baterii. Amplitudinea vîrf la vîrf a semnalului rezultat este de aproximativ 6 mV la ieșirea primului amplificator, 250 mV la ieșirea celui de-al doilea și 7,4 V la ieșirea celui de-al treilea.

ADAPTOR DE IMPEDANȚĂ



Montajul propus este un amplificator cu cîștig egal cu unitatea și o impedanță de ieșire egală cu 50 Ω. Schema din figură este deosebit de ușor de realizat, folosind doar 4 tranzistoare uzuale: două 2N2222 (npn) și două 2N2907 (pnp). Montajul este cu simetrie complementară, cu două etaje, legate între ele în curent continuu. Tensiunea de offset se află în gama 0—50 mV, ea putînd fi anulată echilibrînd montajul din semireglabilul P = 10 kΩ, montat între colectoarele lui T1 și T3 din primul etaj. Fiind alimentat diferențial la ±15 V (stabilizat) se poate obține la ieșire o amplitudine de 10 V vîrf la vîrf (fără limitare) pe o sarcină de 50 Ω. Dacă se scoate sarcina, tensiunea de ieșire poate ajunge la 20 Vvv. Pentru a proteja montajul la scurtcircuit, pe ieșire se aleg rezistențele R3 = R4 = 47 Ω/4 W. Fără semnal aplicat la intrare (în repaus) curentul absorbit de montaj este de 17 mA pentru E_A = ±15 V. Tensiunea de alimentare nu este critică, schema putînd funcționa de la ±5 V la ±20 V, modificînd doar valoarea rezistențelor R1 și R2 astfel: 680 Ω dacă E_A = ±5 V, 2,2 kΩ E_A = ±15 V pînă la 3 kΩ dacă E_A = ±20 V. Impedanța de intrare a montajului trebuie să fie mare, ea depinzînd în cazul de față de factorul β al tranzistoarelor folosite. Pentru un β uzual, situat între 50 și 100, impedanța de intrare ia valori între 50 kΩ și 100 kΩ la frecvența de 1 kHz și coboară pînă la 25 kΩ—50 kΩ la frecvența de 1 MHz. Dacă între intrare și masă se conectează un rezistor de 2,2 kΩ, impedanța de intrare va avea o variație de numai 4% pînă la f = 1 MHz. Banda de frecvență reprodusă este mai mare de 10 MHz dacă impedanța sursei de semnal este egală cu 50 Ω și egală cu 10 MHz dacă impedanța este 1 kΩ.



3

Deși cea mai indicată soluție de reglare este cea cu un microfon de foarte bună calitate și analizor de spectru, în lipsa acestora se poate proceda în felul următor: se culege semnalul de la ieșirea generatorului prin intermediul unui potențiometru care dozează volumul și se injectează într-o pereche de căști de înaltă calitate (ce, evident, sînt mai ușor de procurat decît un analizor de spectru). Tot de la ieșirea generatorului se injectează semnalul în mufa de intrare a sistemului audio. Cu ajutorul egalizorului se fac corecții de frecvențe pînă cînd imaginea sonoră în incintele acustice este aceeași cu cea din căști. Bineînțeles, metoda aceasta este aproximativă.

Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

ETAJE DE DEFAZARE

Pentru a obține o putere de ieșire mare la o tensiune de alimentare dată (și care din diverse motive nu poate fi mărită), se utilizează două amplificatoare de audiofrecvență în configurație tip punte. Acest tip de configurație poate fi realizat cu ajutorul a două amplificatoare identice comandate de către un etaj defazor. Semnalul provenind de la preamplificator este dozat cu ajutorul unui potențiometru de volum (logaritmic), injectat în intrarea etajului de defazare, iar la ieșirea acestuia obținem două semnale identice, dar defazate cu 180° între ele, care atacă, la rîndul lor, intrările celor două amplificatoare de putere. Sarcina este montată între ieșirile amplificatoarelor de putere, deci nu are punct de masă. Schema unui defazor realizat cu un singur tranzistor cu sarcină distribuită a fost deja prezentată în articolul „Sistem audio stereo pentru automobil" din nr. 3/1991.

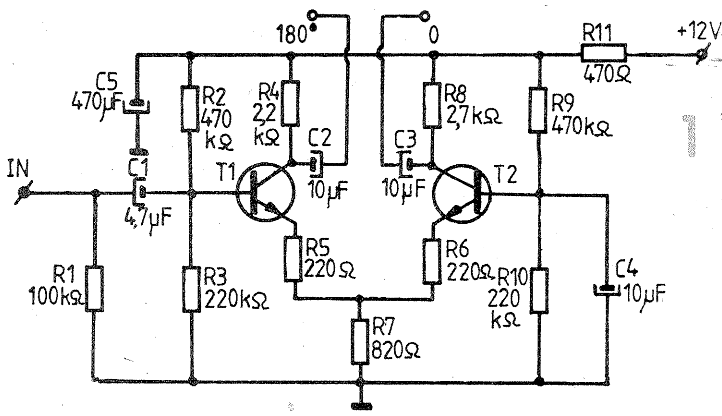
O schemă performantă este cea din figura 1, realizată cu două tranzistoare identice tip BC107, BC171 etc. Intrarea se face prin baza lui T1, baza celuilalt tranzistor fiind menținută la un potențial constant. Tranzistorul T1 funcționează în conexiune emitor comun, în timp ce T2 lucrează în conexiune bază comună, atacat cu tensiune în emitor. Curentul care circulă prin T1 (care este în funcție de semnalul de intrare) va produce o cădere de tensiune la bornele rezistenței R7 = 820 Ω, ceea ce va implica un curent în opoziție de fază prin T2. Amplitudinea curentului lui T1 va fi superioară celei a curentului lui T2 și pentru ca să existe un echilibru perfect al semnalelor (tensiunilor) de ieșire, rezistența R8 se va alege mai mare decît rezistența R4. Tensiunea diferențială de ieșire (adică tensiunea între cele două colectoare) este practic independentă de tensiunea de alimentare, în schimb depinde de parametrii tranzistoarelor utilizate. Este deci necesar să se facă o împerechere a lui T1 cu T2. Tot în scopul echilibrării s-au prevăzut în emitoare cîte o rezistență, R5 respectiv R6 = 220 Ω, care asigură o reacție negativă. Cîștigul în tensiune al acestui etaj este aproximativ 3,7, iar impedanța de intrare este egală cu 40 kΩ. Circuitul se va alimenta de la o sursă stabilizată de 12 V, consumul fiind de 2,6 mA.

O altă variantă de defazor realizată cu tranzistoare cu efect de cîmp este cea din figura 2, ea asigurînd o impedanță mare de intrare și o impedanță mică de ieșire. Primul etaj constituit din tranzistorul T1 este un etaj cu sarcina distribuită (R1 = R2 = 4,7 kΩ). Semnalul din grila lui va fi în fază cu cel din sursă și în opoziție de fază cu cel din drenă. Defazorul ar putea fi realizat chiar numai cu acest prim etaj, dar avînd în vedere impedanțele de ieșire diferite, comportamentul în frecvență este diferit. Acest etaj este urmat de două tranzistoare în conexiune drenă comună, identice, unul preluînd semnalul din sursa lui T1, cel de-al doilea din drena lui, asigurînd o simetrie foarte bună a montajului. Tranzistoarele T2 și T3 sînt de fapt niște etaje separatoare. Toate cele trei tranzistoare sînt de același tip, TEC canal N, și se pot alege următoarele: BF245, BF246, BF256, BFW10, BFW11. Avînd în vedere tensiunile statice ale drenei și sursei lui T1, a fost prevăzut un divizor (în c.c.) format din R7 și R8, dar șuntat pentru audiofrecvență de către C4 = 2,2 µF. Pentru primul etaj (al lui T1) frecvența maximă de trecere, atît pentru semnalul cules în sursă, cît și pentru cel cules în drenă, este practic aceeași și poate fi determinată cu relația:

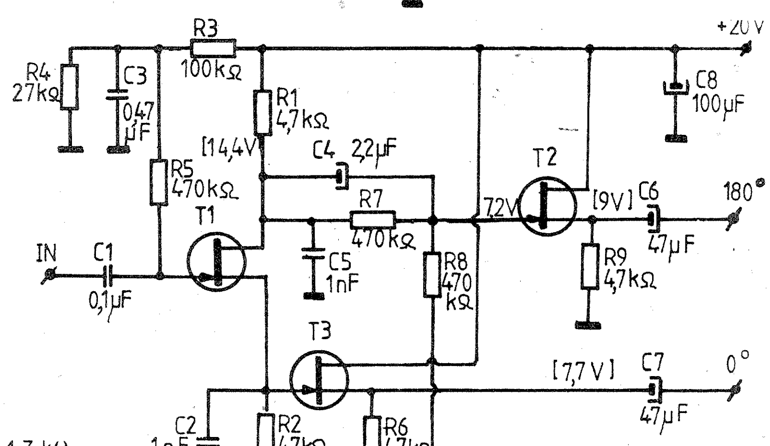
$$f_{max} = \frac{1 \cdot g_m R_s}{2\pi R_D \cdot C_D} = \frac{1 + 2,5\ mA/V \cdot 4,7\ k\Omega}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,7\ k\Omega \cdot 1nF} = $$

$$\simeq 431\ kHz$$

În practică, banda acestui etaj (datorită capacităților parazite) se limitează la aproximativ 300 kHz. Prin gm s-a notat transconductanța TEC-ului, valoarea 2,5 mA/V fiind o valoare medie. Punctele statice de funcționare notate pe figura 2 sînt orientative, o variație de ±10% fiind fără importanță. Circuitul se alimentează de la o sursă stabilizată de 20 V. Pentru reglarea volumului se poate conecta la intrare un potențiometru logaritmic cu valoarea mai mare de 100 kΩ, pentru a nu coborî prea mult impedanța mare de intrare datorată utilizării TEC-urilor.



1



2

RADIORECEPTOR PORTABIL

Ing. KAZIMIR RADVANSKI

Radioreceptorul prezentat asigură recepționarea programelor de radiodifuziune din gama de unde medii și are ca element de bază un circuit integrat specializat de tip βU1014N produs de I.P.R.S. — Băneasa.

În acest circuit au fost integrate următoarele etaje:

— amplificator de RF cu control automat al amplificării;

— demodulator AM;

— AAF cu cîștig fix (30 dB).

În figura 1 este prezentată schema-bloc a circuitului, precum și semnificația terminalelor.

Caracteristicile electrice cele mai importante sînt prezentate în tabelul alăturat.

Parametru	Condiții	Valoare	U.M.
Tensiune de alimentare		1—2	V
Curent de alimentare	RL = 100 Ω	max. 10	mA
Frecvență maximă de intrare		2	MHz
Impedanță de intrare RF		min. 300	kΩ
Tensiune maximă de intrare RF		30	mV
Sensibilitate	fi = 1 MHz fm = 1 kHz m = 30% Vo 3 ≥ 60 mV	max. 1	mV

În figura 2 este prezentată schema electrică de test și aplicație a circuitului integrat βU1014N.

Prin atașarea la acest circuit a unui amplificator AF și dimensionînd circuitul oscilant am obținut un radioreceptor portabil de buzunar, a cărui schemă electrică de principiu este prezentată în figura 3.

Amplificatorul AF funcționează economic, cu un randament ridicat și este compus dintr-un etaj preamplificator, realizat cu tranzistorul T1 și un etaj final în contratimp cu ieșire pe transformator.

Tranzistoarele finale T2 și T3 vor fi selecționate pentru a avea caracteristici electrice cît mai apropiate. Pentru ambele transformatoare se utilizează miezuri din tole E + I cu secțiunea de 0,24 cm². Transformatorul defazor Tr.1 conține în primar 1 500 de spire din sîrmă CuEm ∅ 0,07 mm, iar în secundar 2x350 de spire din sîrmă CuEm ∅ 0,01 mm. La transformatorul de ieșire Tr.2 primarul conține 2x500 de spire din sîrmă CuEm ∅ 0,1 mm, iar secundarul 100 de spire din sîrmă CuEm ∅ 0,25 mm.

Difuzorul este de tip miniatură, 5 Ω/0,5 VA.

În lipsa semnalului, în punctul de măsură A trebuie să circule un curent de 24 mA; în caz contrar se intervine asupra rezistorului R9. Dacă tranzistoarele finale au fost bine împerecheate, în punctele B, C trebuie să circule curenți aproximativ egali.

În prezența semnalului se va regla rezistorul R6 pentru a obține distorsiuni minime.

Bobina L se realizează pe o bară de ferită cu dimensiunile de 55x14x4 mm și are un număr de 90 de spire bobinate cu liță de radiofrecvență 10x0,05 mm, cu priza mediană la 35 de spire față de masă. Condensatorul variabil este cu dielectric solid, avînd capacitatea maximă de 270 pF.

Alimentarea se face de la trei baterii R6, consumul maxim fiind de 40 mA.

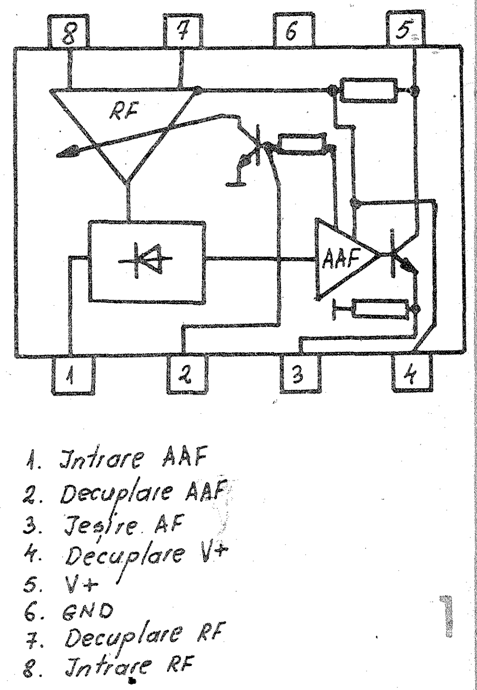
Montajul se realizează pe o plăcuță de cablaj imprimat cu dimensiuni în funcție de carcasa utilizată; personal am folosit o carcasă din montajul ABC procurat din comerț.

BIBLIOGRAFIE:

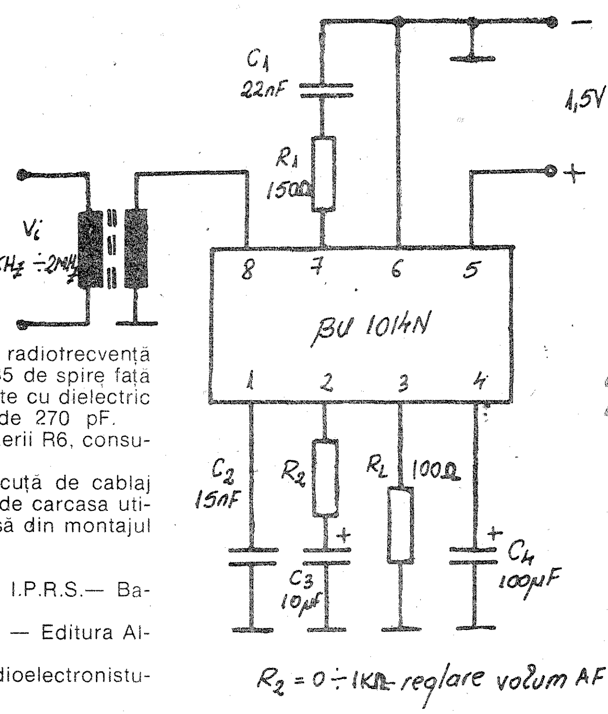
Full Line Condensed Catalog — I.P.R.S.— Băneasa, 1990.

Colectiv — „Radiorecepția A—Z" — Editura Albatros, București, 1982.

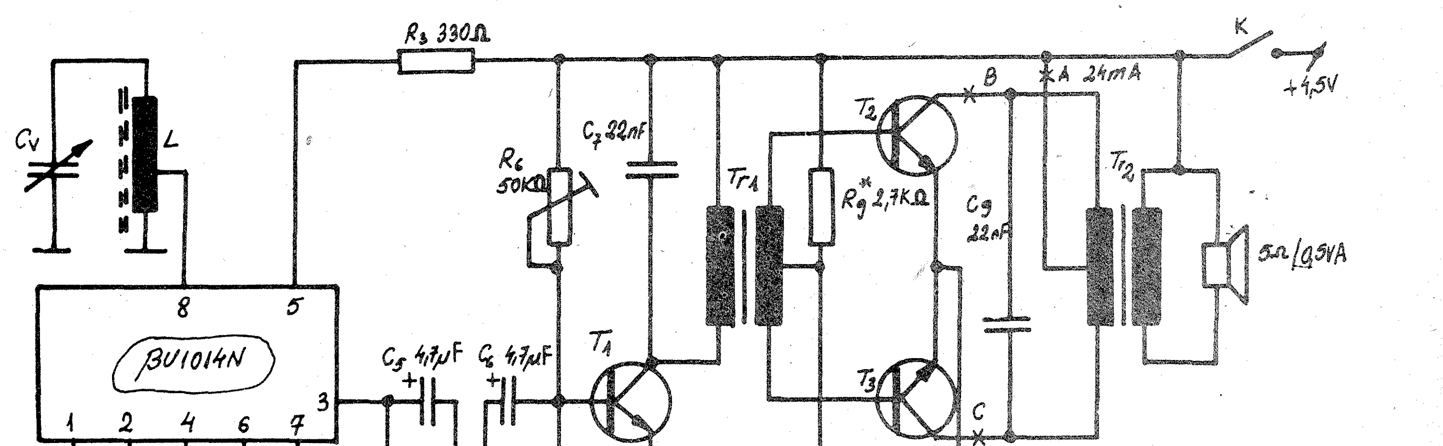
N. Drăgulănescu — „Agenda radioelectronistului", Editura Tehnică, București.



1



2



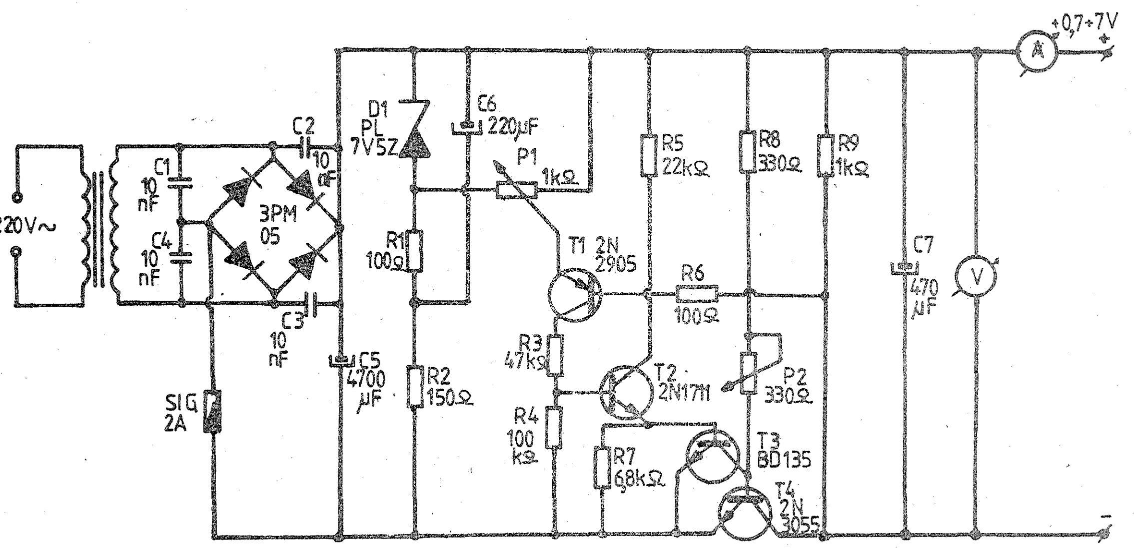
3

SURSĂ REGLABILĂ

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Sursa din figură este concepută special pentru alimentarea circuitelor TTL care necesită o tensiune de 5 V stabilizată. Cu toate acestea, cu ajutorul acestui montaj se poate alimenta orice alt consumator, tensiunea de ieșire putînd fi reglată în gama 0,7 V-7 V. Curentul maxim de ieșire este de 2 A (bineînțeles, în principal funcție de curentul pe care-l poate furniza secundarul transformatorului).

Reglarea tensiunii de ieșire în limitele sus-menționate se face din potențiometrul P1 = 1 kΩ. Funcționarea sursei este următoarea: după coborîrea tensiunii de la rețea cu ajutorul transformatorului, aceasta este redresată cu puntea 3PM05 sau în lipsa acesteia cu patru diode discrete care să suporte un curent mediu de peste 3 A. Filtrarea se face de către condensatorul electrolitic C5= 4 700µF. Tensiunea astfel obținută se aplică grupului D1, R1, R2, în care dioda Zener dă o tensiune de referință de 7,5 V. Tranzistorul T1 (de tip 2N2905) are emitorul conectat la cursorul potențiometrului P1 și baza la ramura de minus a tensiunii stabilizate prin intermediul rezistenței R6= 100 Ω. Tensiunea de ieșire va fi egală cu suma dintre tensiunea culeasă de potențiometru, tensiunea bază-emitor a lui T1 și căderea de tensiune pe R6. Curentul de ieșire va fi de maximum 2 A. Pentru reglarea curentului maxim s-au prevăzut în serie rezistența R8 și potențiometrul P2= 330 Ω. Acestea limitează curentul din baza tranzistorului T4 și, în consecință, și curentul lui de colector. Condensatorul C7=470 µF are rolul de a suprima eventualele fenomene tranzitorii ce pot apărea. Tensiunea reziduală la ieșire ce se obține este mai mică de 2 mV, iar stabilitatea de sarcina pentru V ieșire= 5 V este de 2%. Tensiunea în secundarul transformatorului este de aproximativ 11 V alternativ, la un curent mai mare de 2 A. În mod obligatoriu, tranzistorul T4= 2N3055 se va monta pe un radiator de minimum 100 cm² izolat cu foiță de mică, fiind recomandabil să se folosească vaselina siliconică pentru un mai bun transfer termic. Ca o remarcă, valorile tensiunii din secundarul transformatorului și dioda Zener pot fi eventual ușor mărite pentru a obține o tensiune de ieșire maximă superioară celei anunțate. Aparatele de măsură de pe ieșire sînt opționale, în funcție de materialele pe care le deține constructorul amator.



DIAGNOSTICAREA DEMARORULUI

Dr. ing. M. STRATULAT

Demarorul intervine cu o pondere importantă în frecvența imposibilității pornirii motorului. Ce însă nu trebuie să fie lămurit decît atunci cînd, prin acționarea cheii de contact ori a butonului de pornire, se constată că arborele motor nu este antrenat deloc sau este învîrtit cu viteză insuficient de mare pentru a asigura pornirea. Dar și în acest caz, demarorul nu trebuie incriminat decît după ce ne-am convins că bateria de acumulatoare este în bună stare, că nu există conexiuni sau cabluri imperfecte.

Verificarea bateriei se face cel mai concludent cu un voltmetru și mai ales cu unul cu furcă. În lipsa acestuia se poate folosi un simplu bec de control — preferabil de wattaj ridicat; dacă becul abia se aprinde sau dacă atunci cînd se conectează concomitent și farurile ori claxonul, lumina scade vizibil, înseamnă că gradul de încărcare a bateriei de acumulatoare este redus.

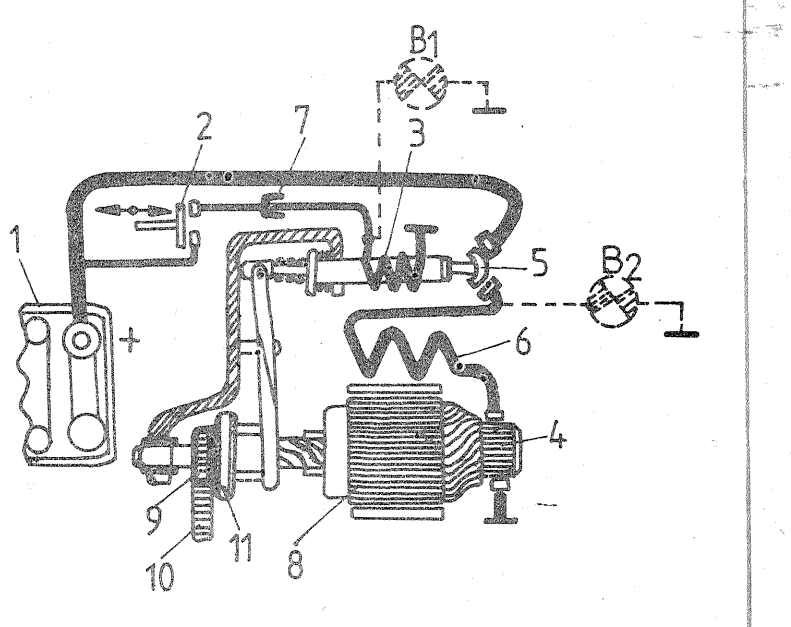
Dacă verificarea bateriei nu s-a făcut cu voltmetrul, ci cu un bec, înainte de a conchide că starea tehnică a bateriei este proastă, se vor verifica legăturile și cablurile. Se controlează legătura cablului de masă la borna bateriei, precum și cele ale cablului demarorului. Și în acest scop un voltmetru se dovedește folositor; dacă pe o conexiune căderea de tensiune întrece 0,2 V, înseamnă un contact electric imperfect (legătură murdară, oxidată ori strînsă imperfect). În lipsa voltmetrului, toate conexiunile menționate trebuie să fie desfăcute, curățate și apoi strînse la loc în mod corect. Este necesar să reamintim că în cazul conexiunilor de la bornele acumulatorului, acestea se curăță cel mai bine cu o cîrpă și un jet bogat de apă.

Dacă nici după aceste operații demarorul nu devine activ sau rotește lent arborele cotit al motorului, în mod logic urmează verificarea contactului 2 (vezi figura), prin scurtcircuitarea sa — deși probabilitatea defectării acestui organ este, în general, extrem de mică.

Situația devine mai complicata dacă, după verificarea tuturor părților instalației de pornire menționate, demarorul continuă să rămînă inert, deoarece aceasta înseamnă că defecțiunea este ascunsă chiar în propria sa structură, putînd fi de natura electrică sau mecanică. Ea se localizează și se înlătură în funcție de modul în care se manifestă.

Dacă acționînd cheia de contact (sau butonul demarorului, după caz), demarorul nu reacționează deloc, se montează un bec B1 în paralel cu releul de pornire 3, așa cum se arată în figură. La acționarea cheii de contact 2 becul trebuie să se aprindă, dacă atît contactul 2, cît și conductorul care alimentează releul sînt în stare bună. În acest caz, încercarea de a porni este însoțită de o pocnitură metalică produsă de deplasarea miezului de fier al releului și contactul brutal cu ploturile 5. Dacă acest zgomot nu se produce, deși becul s-a aprins, este cert că înfășurarea releului este întreruptă sau scurtcircuitată, situație care impune înlocuirea releului. Firește, dacă becul B1 se aprinde și concomitent se aude zgomotul de cuplare a releului, dar cu toate acestea demarorul nu funcționează, defectul trebuie căutat în imperfecțiunea stabilirii contactelor 5 (care pot fi oxidate, de exemplu) sau în structura motorului electric 8. Localizarea defecțiunii se face legînd becul în poziția B2 de această dată.

Acționînd cheia de contact 2, se observă becul B2. Dacă el nu se aprinde, aceasta înseamnă că contactul de putere 5 este imperfect stabilit, ceea ce impune ca și mai înainte înlocuirea sau repararea releului.



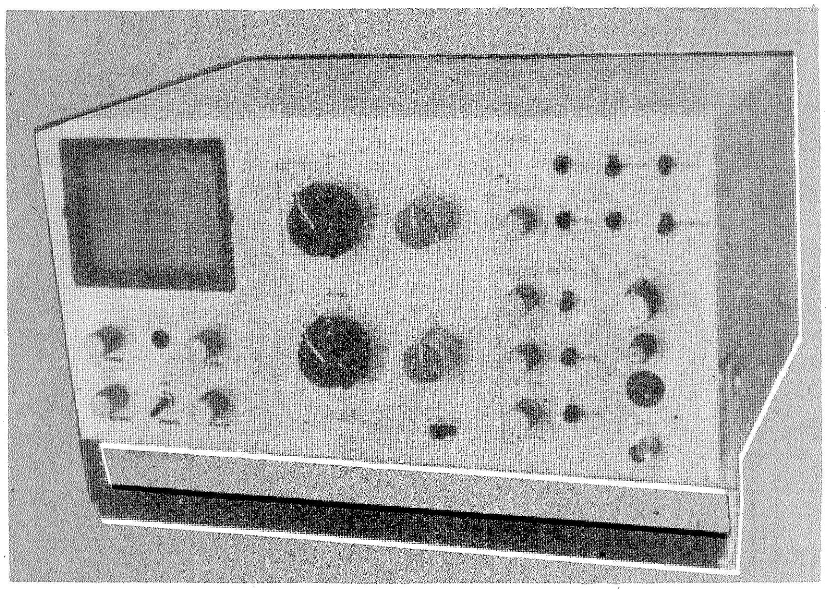
Este posibil însă ca becul B2 să se aprindă cînd se acționează contactul 2; simptomul este specific periilor uzate sau murdare, colectorului ars sau murdar ori unor înfășurări defecte ale statorului (întrerupte sau în scurtcircuit). Este posibil ca, la această probă, să se audă un huruit continuu, fără ca arborele motor să fie antrenat, simptomul reprezentînd o defecțiune mecanică. Aceasta poate avea două cauze: ori dantura pinionului 9 al demarorului este ruptă sau uzată, ori cea a coroanei volantului 10 — situație în care cele două piese nu mai pot intra în angrenare, impunîndu-se înlocuirea reperului defect, ori roata liberă 11 de pe arborele electromotorului nu se mai blochează, lipsind de antrenare pinionul demarorului. Și în acest caz demarorul trebuie demontat de pe motor spre a fi reparat.

OSCILOSCOP

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

GENERALITĂŢI. Utilizarea osciloscopului în laboratorul electronistului este bine cunoscută şi nu vom insista asupra gamei largi de măsurători şi verificări ce pot fi efectuate prin intermediul acestuia. Potenţialul aplicativ al osciloscopului creşte considerabil dacă i se adaugă un vobulator şi un comutator electronic.

În articolul de faţă prezentăm construcţia unui osciloscop de bandă largă prevăzut cu vobulator de audiofrecvenţă şi comutator electronic cu două canale. Menţionăm că, în realizarea unor blocuri funcţionale ale osciloscopului, am folosit ca sursă de referinţă articolul publicat de J. Doležilek şi M. Munzar în revista AMATERSKÉ RADIO nr. 5/1982. Vobulatorul de audiofrecvenţă şi comutatorul electronic sînt contribuţii personale şi ele au fost prezentate în revista TEHNIUM nr. 12/1988, respectiv nr. 12/1986.



Datele tehnice ale osciloscopului

VERTICAL

Lăţime de bandă: AC — 1 Hz...5 MHz (—3 dB); DC — 0...5 MHz.

Sensibilitate: 10 mV... 50 V/diviziune, comutabil în 12 trepte calibrate în succesiune 1—2—5.

Impedanţă de intrare: 1 MΩ/35 pF.

Referitor la lăţimea de bandă indicată mai sus, se impun unele precizări. În domeniul 0...5 MHz se pot efectua măsurători de amplitudine şi de frecvenţă. Se pot vizualiza însă, pentru aprecierea eventualelor distorsiuni, semnale sinusoidale pînă la frecvenţe mult mai mari (15...20 MHz). Pentru aprecierea corectă a formei de undă a impulsurilor, banda este limitată la 0,5...1 MHz. Referitor la sensibilitate, precizăm că ea este exprimată în valori vîrf-vîrf. Deci, în valoare rms, se pot vizualiza şi măsura semnale sinusoidale de minimum 2... 3 mV.

ORIZONTAL

Baza de timp: 0,5 μs...2 s/diviziune, comutabil în 21 de trepte calibrate în succesiune 1—2—5.

Intrare externa:

Lăţime de bandă: 10 Hz... 0,5 MHz (—3 dB)

Sensibilitate: 0,7 V/diviziune (vîrf-vîrf)

Impedanţă de intrare: 47 kΩ.

Declanşare:

Normal — baza de timp funcţionează numai declanşată de semnalul care se vizualizează.

Automat — baza de timp funcţionează liber, fără semnal de declanşare.

TUB CATODIC

Tip 996 W (GEC).

Ecran util: 54x72 mm.

Reticul: 6x8 diviziuni, 1 diviziune = 9 mm.

FACILITĂŢI

Vobulator cu marker: 20...20 000 Hz.

Comutator electronic cu două canale:

Lăţime de bandă:

CHOP-20...20 000 Hz; ALT-20 Hz... 1 MHz.

Generator de calibrare:

- Frecvenţa: 1 kHz.

Amplitudine: 1 Vvv şi o,1 Vvv.

Formă de undă: dreptunghiular şi triunghiular

ALIMENTARE

Tensiune: 220 V± 10%, 50 Hz.

Putere consumată: cca 25 VA.

DIMENSIUNI

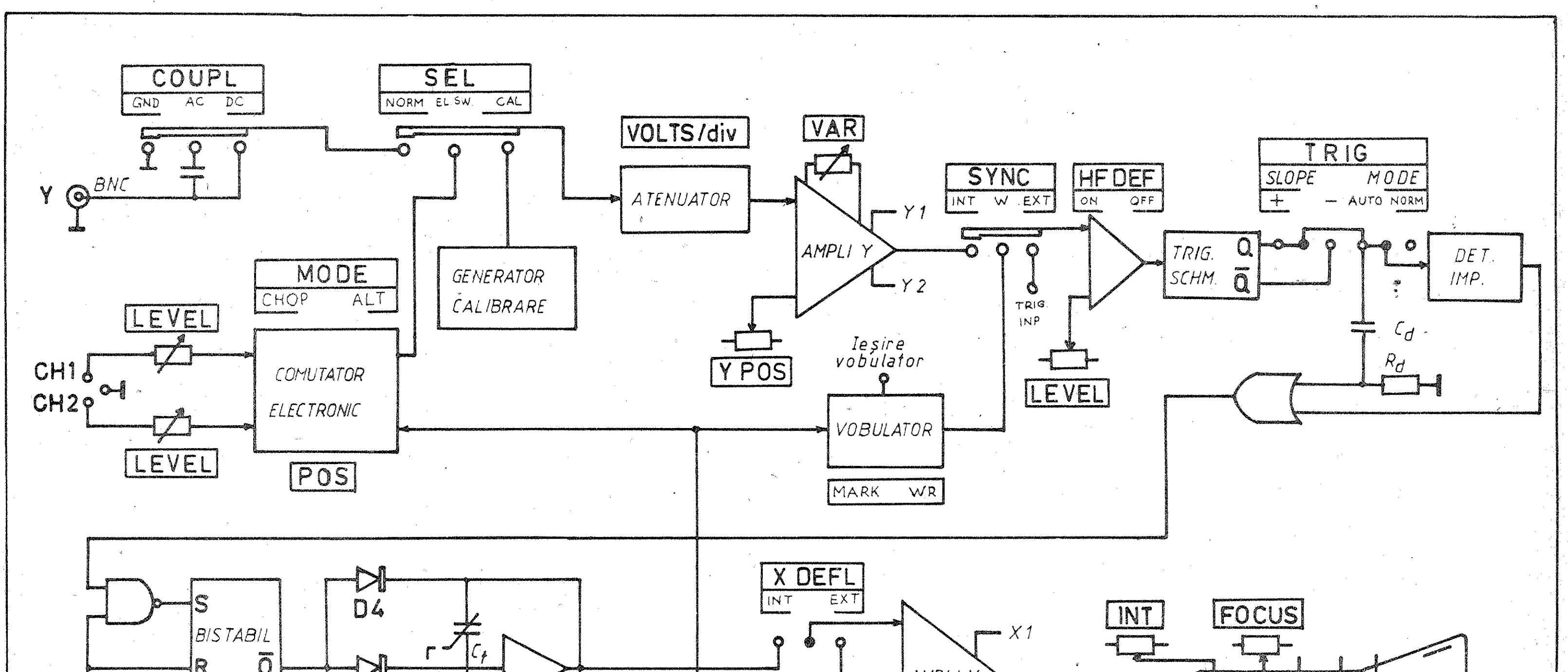
Înălţime: 150 mm.

Lăţime: 310 mm.

Profunzime: 240 mm.

GREUTATE

3,5 kg.

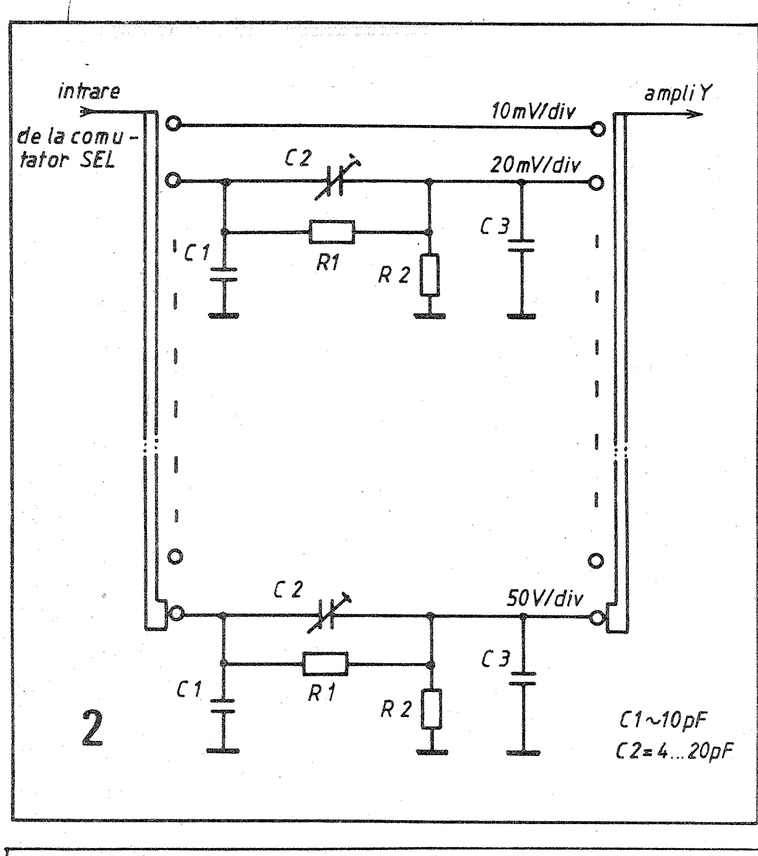


1

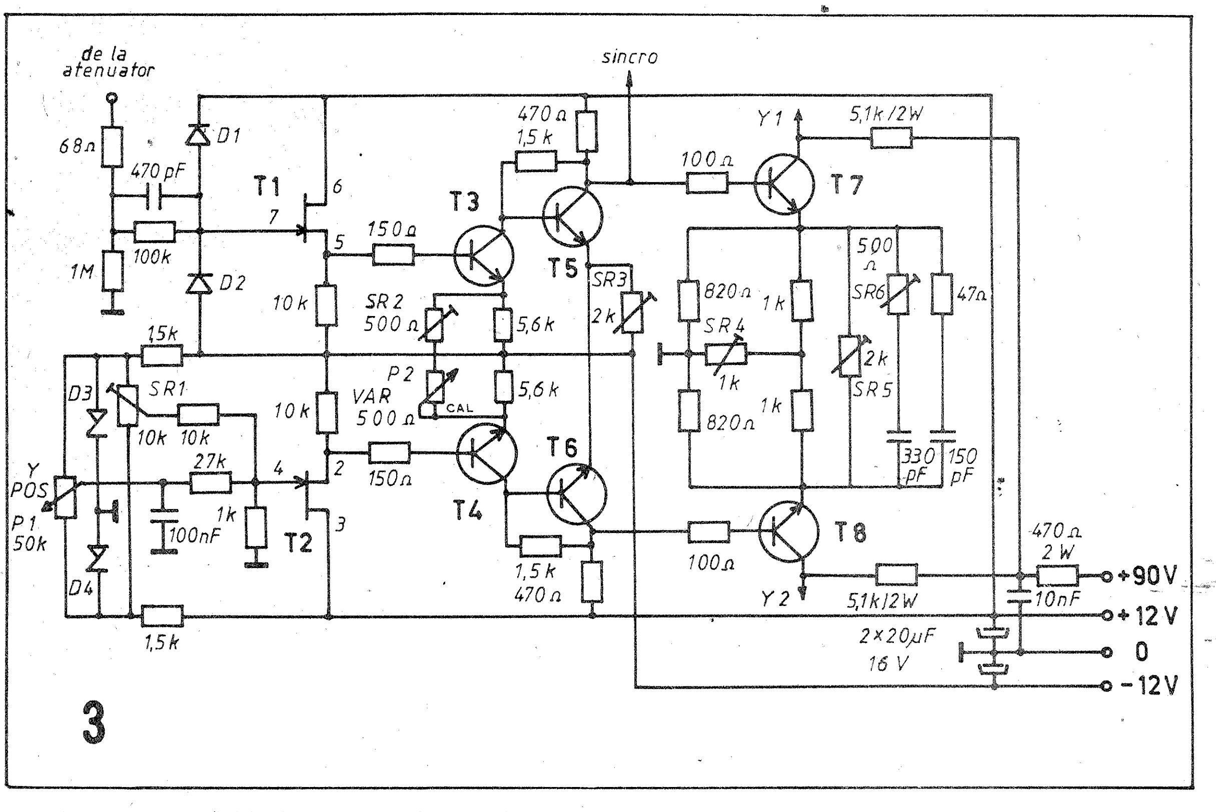
Articolul se adresează electroniștilor cu oarecare experiență în realizarea și reglarea aparaturii de laborator. Menționăm că performanțele oscilatorului depind în mare măsură de operațiile de etalonare și reglaj, cărora trebuie să li se acorde importanța cuvenită.

Înainte de a trece la prezentarea propriu-zisă, sînt necesare cîteva considerații practice referitoare la principala componentă a osciloscopului — tubul catodic. Se preferă tuburi cu sensibilitate mare de deflexie deoarece, în acest caz, amplificatoarele X și Y vor lucra într-un regim lejer de tensiuni, iar amplificarea necesară nu va fi prea mare, asigurîndu-se o bună stabilitate într-o bandă de frecvențe suficient de largă. Într-o schemă dată, tubul catodic nu poate fi înlocuit cu oricare altul. Înlocuirea este posibilă numai dacă valoarea parametrilor principali nu diferă cu mai mult de 20% (această precizare nu este valabilă și pentru tensiunea de filament, care trebuie respectată întocmai).

În cazul folosirii altui tub catodic în schema prezentată în acest articol, se vor adopta circuitele specifice de alimentare/polarizare. În ceea ce privește amplificatoarele X și Y, ele pot fi folosite fără modificări, dacă tubul are factorul de deflexie Y de aproximativ 13± 3 V/ cm, iar factorul de deflexie X de aproximativ 15 ± 3 V/cm. Un tub cu caracteristici apropiate de cele ale tubului folosit în osciloscopul prezentat, dar cu circuite de polarizare mai simple și tensiuni de alimentare mai reduse, este B7S2 (B7S2—01).



2



3

MODUL DE FUNCȚIONARE

În cele ce urmează se face o prezentare succintă a modului de funcționare a osciloscopului, cu referire la schema-bloc din figura 1. Semnalul ce urmează a fi vizualizat se aplică la intrarea blocului de deflexie pe verticală, prin intermediul atenuatorului, care adaptează tensiunea de intrare la sensibilitatea amplificatorului Y. Amplificatorul Y mărește semnalul aplicat la intrare pînă la o valoare suficientă pentru vizualizarea corectă a acestuia pe ecranul tubului catodic. De la ieșirile amplificatorului Y, semnalul este aplicat plăcilor de deflexie verticală ale tubului.

Semnalul de sincronizare poate proveni de la amplificatorul Y sau din exterior. Acest semnal este aplicat generatorului de impulsuri de declanșare care controlează modul de funcționare a bazei de timp. Generatorul bazei de timp produce rampe liniare (dinte de ferăstrău) recurente, care asigură baleiajul pe orizontală. Prin intermediul amplificatorului X, tensiunea de la intrarea bazei de timp (sau din exterior) este amplificată și aplicată plăcilor de deflexie orizontală ale tubului.

Ieșirea bazei de timp este disponibilă și pentru controlul vobulatorului sau comutatorului electronic. Tot de la baza de timp se ia semnal pentru stingerea tubului pe cursa inversă a rampei liniare, semnal care, după o amplificare corespunzătoare, se aplică modulatorului din tubul catodic.

Tubul catodic este alimentat/polarizat printr-o rețea de elemente semireglabile și reglabile care permit stabilirea funcționării corecte a tubului în scopul vizualizării optime a semnalelor analizate.

În osciloscop există încă trei facilități folosite în diferite scopuri. Generatorul de calibrare este util pentru verificări periodice și rapide ale blocurilor de deflexie orizontală și verticală. Concret, prin intermediul generatorului de calibrare se testează păstrarea reglajelor inițiale aferente atenuatorului de intrare, amplificatoarelor X și Y și bazei de timp, ale căror componente electronice sau reglaje se pot modifica în timp.

Vobulatorul de audiofrecvență este util pentru vizualizarea rapidă și sugestivă a răspunsului în frecvență al oricărui circuit sau aparat care lucrează în domeniul 20...20 000 Hz.

Comutatorul electronic oferă posibilitatea vizualizării simultane a două semnale analogice sau digitale în domeniul 20 Hz...1 MHz.

Funcționarea tuturor blocurilor, a tubului catodic și a facilităților este asigurată prin tensiuni corespunzătoare, livrate de alimentator.

MODUL DE FOLOSIRE

În cele ce urmează se precizează funcțiile și modul de folosire ale elementelor de control instalate pe panoul frontal al osciloscopului, regăsite în schema-bloc din figura 1 și în schemele detaliate ale blocurilor funcționale. În această descriere se folosește terminologia consacrată a funcțiilor, conform standardelor (în limba engleză).

Elementele de control sînt plasate pe panou după cum se arată mai jos. În stînga, sub ecran, se află elementele de control al tensiunilor pe unii electrozi ai tubului catodic și întrerupătorul de rețea. În mijloc se află comutatoarele atenuatorului de intrare și bazei de timp; lîngă ele se află elementele de control fin asociate acestora. În dreapta sus se află comenzile sistemului de declanșare, iar în dreapta jos comenzile vobulatorului și comutatorului electronic.

POWER ON: întrerupător de rețea; punerea în funcțiune este semnalată printr-un LED. Osciloscopul poate fi folosit după aproximativ 20 de secunde de la pornire.

INT(ensity): reglează luminozitatea.

FOCUS: reglează focalizarea (claritatea) imaginii.

X POS(ition): reglează deplasarea imaginii pe orizontală.

Y POS(ition): reglează deplasarea imaginii pe verticală.

COUPL(ing): comutator de intrare.

AC: cuplaj în c.a., prin condensator de separare. Această poziție se folosește pentru măsurarea și analiza semnalelor de c.a. mici, peste care sînt suprapuse tensiuni de c.c. mari.

DC: cuplaj în c.c. Se folosește pentru măsurarea și analiza semnalelor cu componentă de c.c., a semnalelor logice, a tensiunilor de c.c., a semnalelor sinusoidale și dreptunghiulare cu frecvență foarte joasă.

GND: pune intrarea osciloscopului la masă. Această poziție servește la reglajul rapid al nivelului zero (poziționarea trasei pe axa centrala prin intermediul controlului **Y POS**).

SEL(ector): selector de intrare.

CAL(ibrator): intrarea osciloscopului este cuplată la generatorul de calibrare în vederea unor verificări.

NORM(al): intrarea osciloscopului este cuplată la mufa de intrare BNC; constituie poziția normală de lucru.

EL(ectronic) **SW**(itch): intrarea osciloscopului este cuplată la ieșirea comutatorului electronic. Această poziție se folosește pentru vizualizarea simultană a două semnale.

VOLTS/div.: comutatorul atenuatorului de intrare; stabilește sensibilitatea pe verticală.

VAR(iable): control fin al amplificării Y. Este util pentru măsurători în raport cu o tensiune de referință, aceasta din urmă putîndu-se plasa cu precizie între reperele dorite. Mărește imaginea pe verticală de 1,6 ori.

SYNC(hronization): selector al semnalului de sincronizare.

INT(ernal): semnal de sincronizare intern.

W(obbler): semnal de sincronizare de la vobulator.

EXT(ernal): semnal de sincronizare extern.

LEVEL: controlul pentru selectarea punctului în care se face declanșarea bazei de timp.

HF DEF(eat): înlăturarea înaltei frecvențe. Se folosește cînd se analizează semnale complexe, formate dintr-o componentă de frecvență joasă și alta de frecvență înaltă (de exemplu, semnalul complex TV, semnale eșantionate/discretizate etc.).

TRIG(gering): stabilește condițiile de declanșare a bazei de timp.

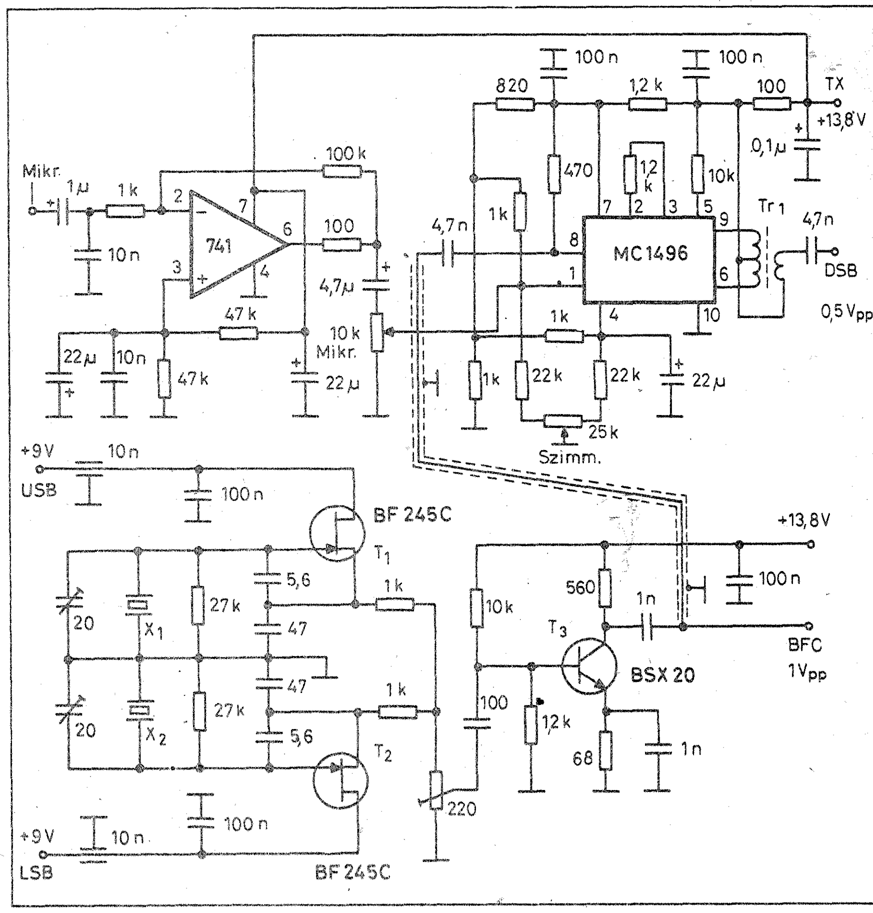
SLOPE: comutator pentru selectarea frontului (pozitiv sau negativ) pe care se face declanșarea.

MODE: selecția modului de declanșare a bazei de timp.

AUTO(matic): în această poziție, baza de timp funcționează liber, chiar dacă lipsește semnalul de sincronizare. Această poziție se folosește preferențial, deoarece trasa este vizibilă permanent pe ecran, iar reglajele de declanșare sînt minimizate. În această poziție, potențiometrul **LEVEL** reglează suplimentar sincronizarea, în special la semnale cu frecvență foarte joasă (sub 30 Hz)

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

GENERATOR DSB

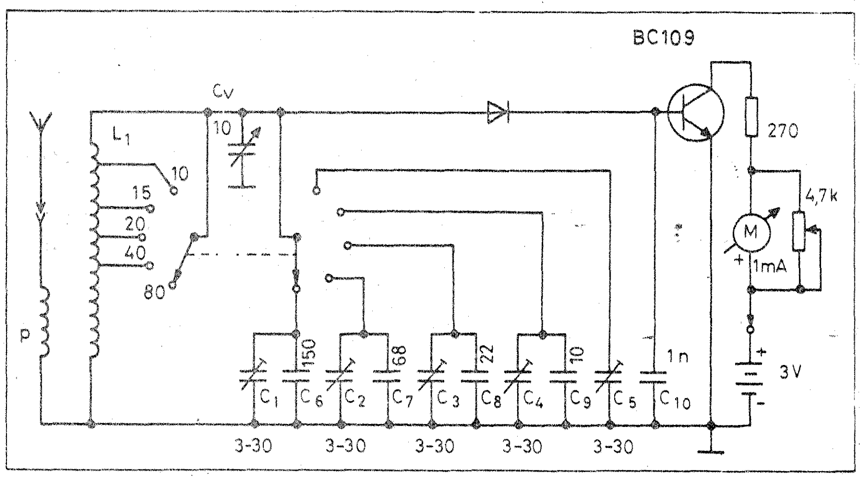


În comunicațiile SSB, prima formă a semnalului este DSB, adică din semnalul RF modulat este suprimată purtătoarea, selectarea benzii dorite făcîndu-se ulterior cu un filtru.

Semnalul de la microfon este amplificat de circuitul 741 și împreună cu subpurtătoarele pentru banda superioară sau inferioară, mixate cu semnalul de la VFO, este aplicat modulatorul echilibrat MC1496. La ieșirea acestuia se obține semnalul DSB cu o amplitudine de 0,5 V vîrf la vîrf.

RADIOTECHNIKA, 2/1991

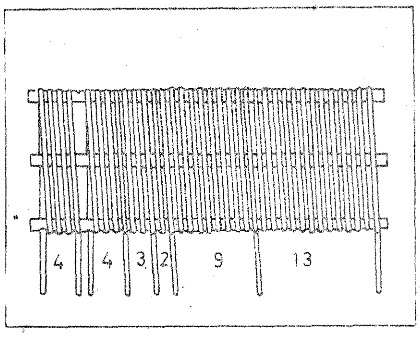
MĂSURĂTOR



O verificare a modului cum funcționează emițătorul în special în regim QRP este foarte importantă pentru stabilirea unei legături DX. Un astfel de măsurător care acoperă gamele de 80, 40, 20, 15 și 10 m este prezentat alăturat.

El se compune dintr-o bobină la care pentru fiecare gamă sînt selectate un anumit număr de spire; deci se stabilesc circuite oscilante împreună cu condensatoarele aferente.

Acordul fin în gamă pentru a stabili frecvența pe care se lucrează este asigurat din condensatorul CV (10 pF). Dioda este EFD108.



Bobina se execută pe o carcasă din pvc sau oricare alt material izolator cu diametrul de 25 mm. Bobinajul se execută din sîrmă CuEm cu diametrul de 1 mm. Pentru înfășurarea de antenă se bobinează 4 spire, iar pentru înfășurarea de acord 13+9+2+3+4, așa cum este arătat și în figura alăturată.

Alimentarea se face cu 3 V.

FARE ELETTRONICA, 9/1990

TERMOMETRU

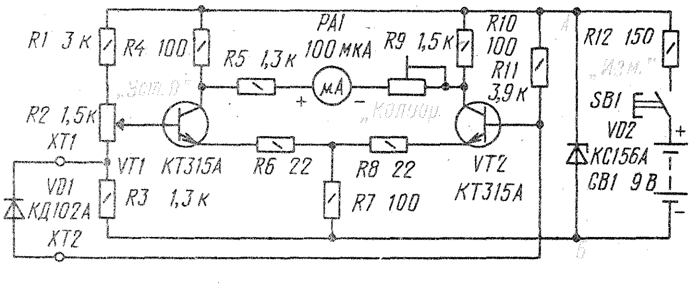
Montajul este apt a măsura temperaturi într-o gamă largă de valori, de exemplu între 0 și + 100° C sau între 0 și +50° C sau chiar între -50° C și +50° C, funcție de dorința utilizatorului.

Întregul sistem formează o punte de măsură la care într-un braț este montat elementul sesizor de temperatură, în cazul de față o diodă de tipul KD102, dar poate fi utilizat și alt tip de diode (de exemplu 1N4001), făcîndu-se cuvenitele corecții pe scala instrumentului indicator.

Alimentarea montajului se face dintr-o baterie de 9 V care apoi este stabilizată la 6 V cu o diodă Zener PL6V2Z.

Tranzistoarele se pot înlocui cu BC107.

RADIO, 12/1990



Dl. VLADIMIR NEGREANU

ANSAMBLU TUNER TV

Cele doua blocuri, adică tunerul BT-833A și amplificatorul FI plus detectorul video și discriminatorul de sunet ce echipează unele televizoare SONY (sau chiar videomagnetofoane), au schema de interconectare prezentată alăturat.

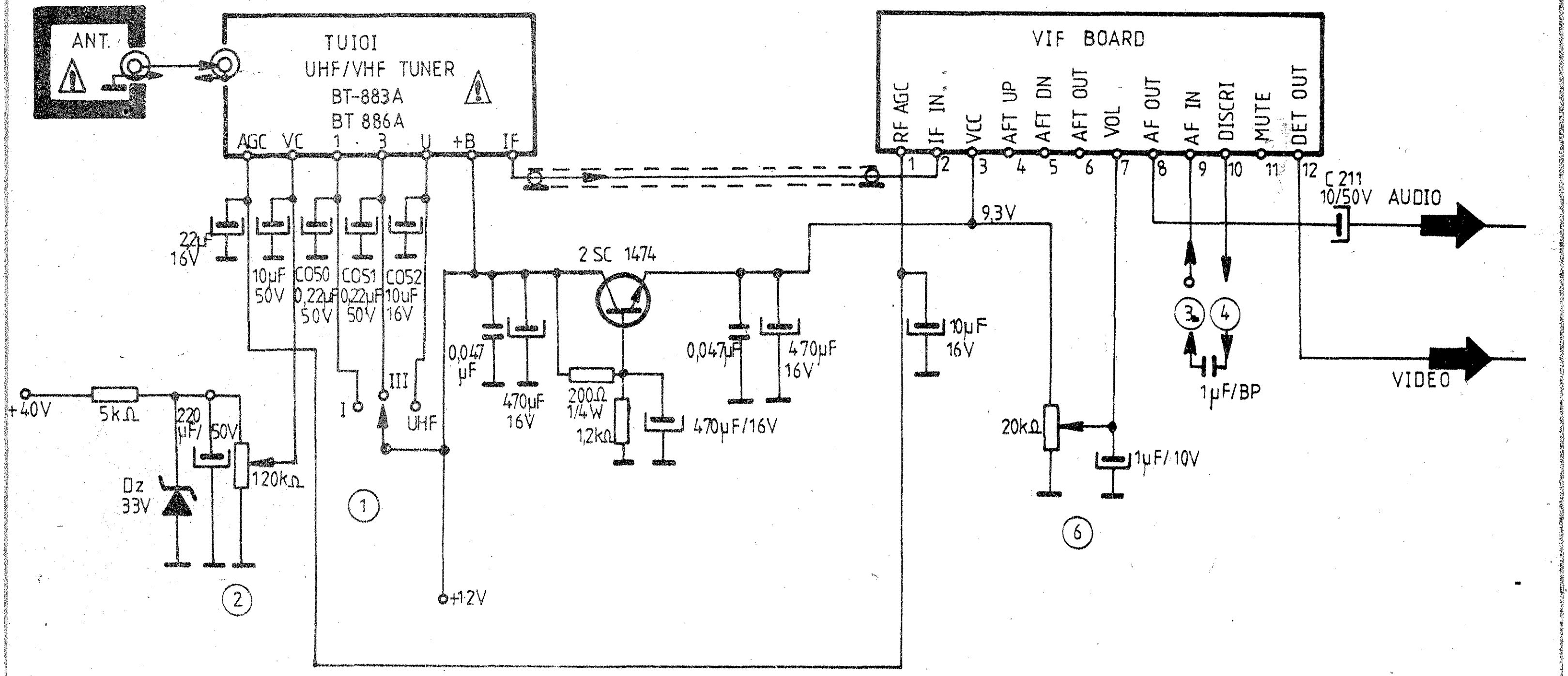
Tunerul propriu-zis are trei ieșiri pentru comanda recepționării celor trei benzi de televiziune I-III-UHF (canalele 20—60). Pentru reglajul fin pe fiecare bandă este prevăzut potențiometrul de 120 kΩ care primește o tensiune stabilizată de 33 V. De la cursorul acestui potențiometru se aplică tensiune la diodele varicap pentru acord.

La ieșirea blocului FI se obține semnal video și audio care poate fi folosit în monitoare sau videocasetofoane.

Frecvența intermediară sunet este 6,5 MHz.

Semnalul AGC poate fi transmis printr-un fir obișnuit, dar semnalul FI obligatoriu va fi transmis prin cablu ecranat.

Potențiometrul de 20 kΩ, notat 6, este folosit pentru reglajul nivelului audio.



Dl. FLOREA NICULESCU

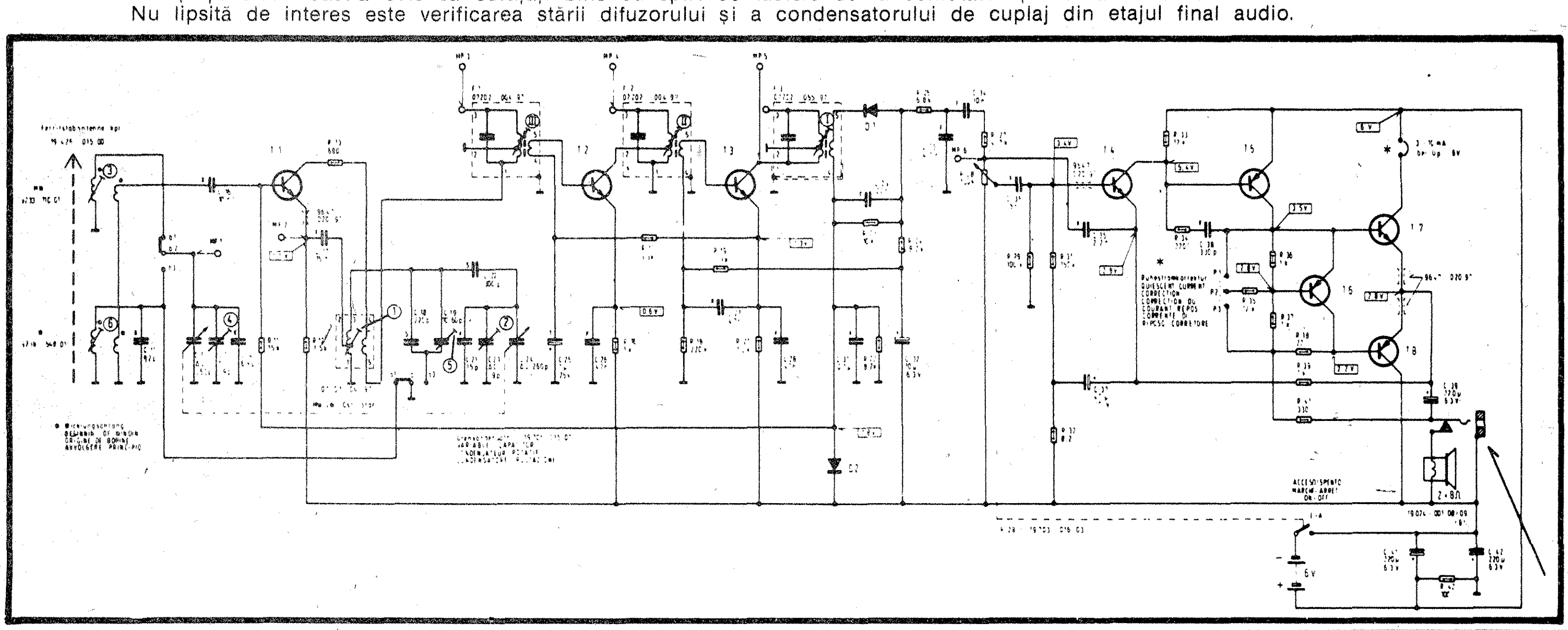
HIT BOY 50

Acest radioreceptor construit de „Grundig" are în majoritate componente japoneze.

Face parte din aparatele portabile de mici dimensiuni și poate recepționa undele lungi și medii. Se alimentează cu 6V și are plusul la masă, de aceea a folosit în montaj tranzistoare npn în etajele RF. Deci în aceste etaje merge orice tip de tranzistoare npn.

Totuși părerea noastră este să curățați bine cu spirt contactele de la comutator și borna de cască.

Nu lipsită de interes este verificarea stării difuzorului și a condensatorului de cuplaj din etajul final audio.



Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP,
ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O. BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.